

Felix Maria Nording

# Messsystem zur Rauschanalyse von magnetoresistiven Sensoren

**Dissertation**  
Braunschweig 2018



# **Messsystem zur Rauschanalyse von magnetoresistiven Sensoren**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

## **genehmigte Dissertation**

von Felix Maria Nording  
aus Cloppenburg

eingereicht am: 24.05.2018  
mündliche Prüfung am: 12.10.2018

1. Referent: Prof. Dr. rer. nat. Meinhard Schilling  
2. Referent: PD Dr. rer. nat. Hans Werner Schumacher

Druckjahr: 2019

Dissertation an der Technischen Universität Braunschweig,  
Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik



# Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Messsystem zur Analyse der dominierenden Rauschquellen und Rauschprozesse von magnetoresistiven (MR-) Magnetfeldsensoren entwickelt, vorgestellt und charakterisiert. Die wichtigsten magnetoresistiven Sensoren sind die AMR-, GMR- und TMR-Sensoren. Die intrinsischen Rauschprozesse dieser Sensoren werden von den physikalischen Prozessen auf der mikro- und makroskopischen Ebene hervorgerufen und begrenzen das Detektionslimit der Sensoren. Eine Charakterisierung und Analyse der Rauschprozesse ist für die Spezifizierung des Auflösungsvermögens der Sensoren, das physikalische Verständnis der Sensorphysik und die weiterführende Verbesserung der Sensoren notwendig.

Die Untersuchung des Rauschens ist eine komplexe Messaufgabe, da die intrinsischen Signale von den Sensor- und Umgebungsparametern (Magnetischer Arbeitspunkt, Temperatur, etc.) abhängen und von den Rauschquellen der Messelektronik signifikant überlagert und damit gestört sein können. Die Charakterisierung des Ausgangsrauschens findet aus diesen Gründen in einer extrem rauscharmen, sehr stabilen und abgeschirmten Messumgebung statt.

Zur Analyse der Wechselwirkungen und Abhängigkeiten der Rauschquellen ermöglicht das Messsystem die Charakterisierung in Abhängigkeit von der Temperatur, der Versorgung, dem Stützmagnetfeld und dem magnetischen Arbeitspunkt. Hervorzuheben sind dabei das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Temperatursystem mit einem Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$  und die Stromquelle zur Erzeugung extrem rauscharmer und breitbandiger Magnetfelder innerhalb eines 3-Achsen Helmholtz-Spulensystems.

Zusätzlich und unabhängig von der MR-Sensorik wurde eine GMI-Elektronik in das Messsystem integriert, welche die Analyse und Charakterisierung von selbst hergestellten GMI-Elementen in offener und geschlossener Regelschleife ermöglicht.

Nach einer Charakterisierung des Messsystems erfolgen Messungen an kommerziell verfügbaren AMR-, GMR- und TMR-Sensoren. Dazu wird zum Einstieg ein Überblick des Detektionsvermögens verschiedener AMR-Sensoren gezeigt und am Beispiel eines AMR-Sensors eine Analyse der dominanten Rauschquellen durchgeführt. Die Untersuchungen an mehreren GMR- und TMR-Sensoren weisen ein ausgeprägtes  $1/f$ -Rauschen auf und zeigen damit direkt die Problematik der beiden Sensorarten.



# Abstract

In this thesis a measuring system for the analysis of the dominant noise sources and noise processes of magnetoresistive (MR-) magnetic field sensors is developed, presented and characterized. The most important magnetoresistive sensors are the AMR-, GMR-, and TMR-sensors. The intrinsic noise processes of these sensors are determined by the physical processes at the microscopic and macroscopic level and restrict the detection limits. A characterization and analysis of these noise processes is necessary to specify the detection limit, to understand the sensor physics and to improve the sensor characteristics.

The investigation of noise is a complex measurement task. The intrinsic signals depend on the sensor and environmental conditions (magnetic working point, temperature, etc.) and are superimposed and disturbed by the noise sources of the measurement electronics. For this reason, the characterisation of the output noise is processed in a very low-noise, shielded and stable measurement environment.

For the analysis of interaction and interdependencies of the noise sources, the measurement system features the analysis as a function of the temperature, the sensor supply, the bias magnetic field and the magnetic working point. In this context, the temperature system with a temperature range of  $\pm 175^\circ\text{C}$  and the current source for the generation of ultra-low noise and dynamic magnetic fields in a 3-axis Helmholtz-coil system are highlighted. Additionally and independently of the MR-sensors, a GMI-electronics was integrated in the measurement setup, which features the analysis and the characterization of in-house manufactured GMI-elements in an open and closed loop.

After the characterisation of the measurement system, measurements on commercially available AMR-, GMR-, and TMR-sensors are performed. Therefore, an overview of the magnetic noise of different AMR-sensors is presented and a noise source analysis of a sensor is carried out. The measurement results of different GMR- and TMR-sensors show a pronounced  $1/f$ -noise and reveal the problems of these technologies directly.



# Glossar

<b>1/f</b>	Frequenzabhängiger Rauschprozess mit $1/f^\alpha$ ( $\alpha \approx 1$ ) Charakteristik
<b>AC</b>	Alternating Current
<b>ADC</b>	Analog Digital Converter
<b>AMR</b>	Anisotropic Magnetoresistance
<b>CIP</b>	Current In Plane
<b>CPP</b>	Current Perpendicular To Plane
<b>DAC</b>	Digital Analog Converter
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DFG</b>	Deutsche Forschungsgesellschaft
<b>EMG</b>	Institut für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik
<b>ESD</b>	Electrostatic Discharge
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transformation
<b>FM</b>	Ferromagnetic
<b>GMI</b>	Giant Magnetoimpedance
<b>GMR</b>	Giant Magnetoresistance
<b>GPIO</b>	General Purpose Interface Bus
<b>IC</b>	Integrated Circuit
<b>MI</b>	Magnetoimpedance
<b>MR</b>	Magnetoresistance
<b>MTJ</b>	Magnetic Tunnel Junction
<b>NI</b>	National Instruments

<b>NM</b>	Nonmagnetic
<b>OPV</b>	Operationsverstärker
<b>PC</b>	Personal Computer
<b>P'TFE</b>	Polytetrafluorethylen
<b>RKKY</b>	Zwischenschichtkopplung (Ruderman-Kittel-Kasuya-Yoshida)
<b>RTI</b>	Referred To Input
<b>RTN</b>	Random Telegraph Noise
<b>SNR</b>	Signal-Rausch-Verhältnis
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface
<b>TMR</b>	Tunnel Magnetoresistance
<b>UCF</b>	Universal Conductance Fluctuation
<b>USB</b>	Universal Serial Bus

# Symbole

$A$	$\text{m}^2$	Fläche
$B$	T	Magnetische Flussdichte
$B_{\text{ext}}$	T	Äußere magnetische Flussdichte
$\chi$	1	Magnetische Suszeptibilität
$D$	$1/\text{m}^3$	Zustandsdichte
$\delta_s$	m	Skin-Tiefe
$E_F$	eV	Fermi-Energie
$E_{\text{Kr}}$	$\text{J}/\text{m}^3$	Kristallanisotropieenergie
$f$	Hz	Frequenz
$f_c$	Hz	Eckfrequenz
$f_0$	Hz	Effektive Frequenz
$F$	1	Fano-Faktor
$G$	1	Verstärkungsfaktor
$G_L(s)$	$(\text{A}/\text{m})/\text{V}$	Übertragungsfunktion Regelschleife
$H$	A/m	Magnetfeld oder magnetische Feldstärke
$H_C$	A/m	Koerzitivfeldstärke
$H_{\text{ext}}$	A/m	Äußeres Magnetfeld
$H_{\text{EB}}$	A/m	Magnetisches Austauschfeld
$H_{\text{DC}}$	A/m	Gleichfeld
$H_{\text{KA}}$	A/m	Effektive Anisotropiefeldstärke
$H_k$	A/m	Anisotropiefeldstärke
$H_\varphi$	A/m	Zirkulares Magnetfeld
$H_{\text{sat}}$	A/m	Magnetfeld Sättigung
$H_{\text{Spule}}$	A/m	Magnetfeld Spule
$H_y$	A/m	Äußeres Magnetfeld y-Richtung
$I$	A	Strom
$I_{\text{AC}}$	A	Wechselstrom
$I_b$	A	Bias-Strom
$I_{\text{DC}}$	A	Gleichstrom
$I_{\text{Spule}}$	A	Spulenstrom
$j$	$\text{A}/\text{m}^2$	Stromdichte
$J_n$	1	Bessel-Funktion
$J$	$\text{A}/\text{m}^2$	Stromdichte
$k_B$	J/K	Boltzmann-Konstante
$K_{\text{Kr}}$	$\text{J}/\text{m}^3$	Anisotropie-Konstante
$l$	m	Länge

$\mu_0$	$\text{N/A}^2$	Magnetische Vakuumpermeabilität
$\mu_{\text{eff}}$	1	Effektive magnetische Permeabilität
$\mu_r$	1	Magnetische Permeabilität
$m$	$\text{A/m}^2$	Magnetisches Moment
$M$	$\text{A/m}$	Magnetisierung
$M_R$	$\text{A/m}$	Magnetische Remanenz
$M_S$	$\text{A/m}$	Sättigungsmagnetisierung
$N$	1	Entmagnetisierungsfaktor
$P$	1	Spinpolarisation
$\rho$	$(\Omega \text{ mm}^2)/\text{m}$	Spezifischer Widerstand
$R$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand
$R_0$	$\Omega$	Grundwiderstand
$R_{\text{AP}}$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand (antiparallel)
$R_{\text{DC}}$	$\Omega$	Gleichstrom Widerstand
$R_{\text{PP}}$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand (parallel)
$R_S$	$\Omega$	Elektrischer Quellenwiderstand
$\sqrt{S_B}$	$\text{T}/\sqrt{\text{Hz}}$	Magnetfeldrauschen
$S_{\text{empf,B}}$	$\text{V/T}$	Sensorempfindlichkeit
$S_{\text{empf,H}}$	$\text{V}/(\text{A/m})$	Sensorempfindlichkeit
$S_{\text{f,elek}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Elektrisches 1/f-Rauschen
$S_{\text{f,mag}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Magnetisches 1/f-Rauschen
$S_{\text{f,RTN}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Random-Telegraph Rauschen (RTN)
$\sqrt{S_{\text{Rs}}}$	$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	Widerstandsrauschen
$\sqrt{S_{\text{RI}}}$	$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	Spektrale Rauschspannungsdichte
$\sqrt{S_{\text{I}}}$	$\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$	Spektrale Rauschstromdichte
$\sqrt{S_{\text{U}}}$	$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	Spektrale Rauschspannungsdichte
$\sqrt{S_{\text{V}}}$	$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	Spektrale Rauschspannungsdichte (Messung)
$S_{\text{w,magn}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Magnetisches weißes Rauschen
$S_{\text{w,shot}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Elektrisches Schrotrauschen
$S_{\text{w,therm}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Elektrisches Nyquist-Rauschen
$S_{\text{xx}}$	$\text{V}^2/\text{Hz}$	Rauschleistungsdichte
$T$	$^{\circ}\text{C}$	Temperatur
$T_C$	$^{\circ}\text{C}$	Curie-Temperatur
$T_R$	$^{\circ}\text{C}$	Raumtemperatur
$U_0$	V	Versorgungsspannung
$U_{\text{aus}}$	V	Sensor-Ausgangsspannung
$U_d$	V	Ausgangssignal der Sensorbrücke
$U_{\text{eff}}$	V	Effektive Rauschspannung
$U_{\text{I,Spule}}$	V	Spulenstrom als Spannungssignal
$U_{\text{off}}$	V	Offset des Sensorausgangs
$V$	$\text{m}^3$	Volumen
$\omega$	Hz	Kreisfrequenz
$\varphi$	$^{\circ}$	Winkel
$X_{\text{GMI}}$	$\Omega$	Imaginärteil
$Z_0$	$\Omega$	GMI-Impedanz (Minimum)
$Z_{\text{GMI}}$	$\Omega$	Impedanz GMI-Element



# Inhaltsverzeichnis

<b>Glossar</b>	<b>vii</b>
<b>Symbole</b>	<b>ix</b>
<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>xi</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen von MR- und GMI-Sensoren</b>	<b>7</b>
2.1 Magnetfelder und Magnetfeldsensoren . . . . .	7
2.1.1 Magnetfelder und Magnetisierung . . . . .	7
2.1.2 Magnetfeldsensoren . . . . .	13
2.1.3 Rauschen von Magnetfeldsensoren . . . . .	14
2.2 AMR-Sensoren . . . . .	23
2.2.1 Einführung . . . . .	23
2.2.2 AMR-Effekt . . . . .	24
2.2.3 Linearisierung . . . . .	27
2.2.4 Sensoraufbau . . . . .	28
2.2.5 Rauschen . . . . .	30
2.3 GMR- und TMR-Sensoren . . . . .	32
2.3.1 Einführung . . . . .	32
2.3.2 GMR-Effekt . . . . .	32
2.3.3 TMR-Effekt . . . . .	34
2.3.4 Spin-Ventil Struktur und Sensoraufbau . . . . .	36
2.3.5 Rauschen . . . . .	39
2.4 GMI-Sensoren . . . . .	40
2.4.1 Einführung . . . . .	40
2.4.2 GMI-Effekt . . . . .	41
2.4.3 Sensoraufbau . . . . .	44
<b>3 Messsystem</b>	<b>47</b>
3.1 Anforderungen und Aufbau . . . . .	47
3.2 Abschirmung . . . . .	49
3.3 Helmholtz-Spulensystem . . . . .	51
3.4 Spektrumanalysator . . . . .	54

3.5	Allgemeine Messelektronik . . . . .	56
3.5.1	Einleitung . . . . .	56
3.5.2	Messkarten . . . . .	56
	Spannungsversorgung . . . . .	57
	USB-Steuerelektronik . . . . .	57
	Analog-Digital-Umsetzer . . . . .	57
	Digital-Analog-Umsetzer . . . . .	58
	Magnetfeldkarte zur Empfindlichkeitsmessung . . . . .	58
	Temperaturkarte . . . . .	59
3.5.3	Ergebnis . . . . .	59
3.6	MR-Verstärkerelektronik . . . . .	59
3.6.1	Motivation . . . . .	59
3.6.2	Realisierung . . . . .	60
3.6.3	Charakterisierung . . . . .	65
3.6.4	Ergebnis . . . . .	69
3.7	Temperatursystem . . . . .	69
3.7.1	Einleitung und Motivation . . . . .	69
3.7.2	Realisierung . . . . .	70
3.7.3	Charakterisierung . . . . .	73
3.7.4	Ergebnis . . . . .	75
3.8	Stromquelle . . . . .	75
3.8.1	Motivation . . . . .	75
3.8.2	Realisierung . . . . .	76
3.8.3	Charakterisierung . . . . .	77
3.8.4	Ergebnis . . . . .	80
3.9	Modulationselektronik . . . . .	80
3.10	GMI-Messelektronik . . . . .	81
3.10.1	Motivation und Anforderungen . . . . .	81
3.10.2	Anregung . . . . .	82
3.10.3	Verstärkung . . . . .	83
3.10.4	Detektor . . . . .	83
3.10.5	Rückkoppelung . . . . .	84
3.10.6	Ergebnis . . . . .	87
3.11	Software . . . . .	88
3.11.1	Motivation . . . . .	88
3.11.2	MR-Software . . . . .	88
3.11.3	GMI-Software . . . . .	89
3.11.4	Rauschmessung . . . . .	91
3.11.5	Ergebnis . . . . .	91
3.12	Zusammenfassung . . . . .	92
<b>4</b>	<b>Messergebnisse und Diskussionen</b>	<b>95</b>
4.1	Einführung . . . . .	95
4.2	AMR-Sensoren . . . . .	98
4.2.1	Einleitung . . . . .	98
4.2.2	Messergebnisse und Interpretation . . . . .	100
	Sensitec AFF755 . . . . .	101
4.2.3	Ergebnis . . . . .	111
4.3	GMR-Sensoren . . . . .	111

4.3.1	Einleitung . . . . .	111
4.3.2	Messergebnisse und Interpretation . . . . .	112
	Sensitec GF708 . . . . .	113
	NVE AAH002 . . . . .	118
4.3.3	Ergebnis . . . . .	120
4.4	TMR-Sensoren . . . . .	122
4.4.1	Einleitung . . . . .	122
4.4.2	Messergebnisse und Interpretation . . . . .	123
	MDT TMR2701 . . . . .	123
	MDT TMR9001 . . . . .	126
4.4.3	Ergebnis . . . . .	129
4.5	GMI-Sensoren . . . . .	130
4.5.1	Einleitung . . . . .	130
4.5.2	Herstellung und Aufbau . . . . .	130
4.5.3	Messergebnisse und Interpretation . . . . .	132
4.5.4	Ergebnis . . . . .	138
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>139</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>143</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>151</b>
	<b>Literatur</b>	<b>153</b>
	<b>Eigene Veröffentlichungen und Publikationen</b>	<b>161</b>
	<b>Danksagung</b>	<b>163</b>



# 1

## Einleitung

Der Einsatz von Sensoren steigt stetig und wird durch die zunehmende Digitalisierung vorangetrieben, wie sich am Beispiel der Industrie 4.0 zeigt. Grundsätzlich werden durch den Einsatz von Sensoren Informationen gewonnen, die zukünftig eine immer wichtigere Bedeutung gewinnen werden.

Diese Arbeit fokussiert sich auf eine spezielle Art von Magnetfeldsensoren, die magnetoresistiven Sensoren (MR, XMR, engl. magnetoresistance). MR-Sensoren werden als Oberbegriff für Sensortypen verwendet, die eine Abhängigkeit des elektrischen Widerstandes vom äußeren Magnetfeld zeigen. Als wichtigste magnetoresistive Effekte sind der AMR-Effekt (AMR, engl. anisotropic magnetoresistance), der GMR-Effekt (GMR, engl. giant magnetoresistance) und der TMR-Effekt (TMR, engl. tunnel magnetoresistance) zu nennen. Weitere MR-Effekte, wie der CMR-Effekt (CMR, engl. colossal magnetoresistance) und der EMR-Effekt (EMR, engl. extraordinary magnetoresistance), finden bisher kaum Einsatz in industriellen Anwendungen und werden daher im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt.

Magnetfelder, Magnetfeldsensoren und speziell MR-Sensoren finden einen breiten Einsatz in Industrie, Medizin und Forschung. Anwendungsgebiete sind die Messung geometrischer Größen, die Strommessung, die Biosensorik, die Werkstoffprüfung und der Einsatz als Magnetometer. Je nach zugrundeliegender Anwendung und der Beschaffenheit des äußeren Magnetfeldes muss der passende Sensortyp ausgewählt werden. Die wichtigsten physikalischen Eigenschaften sind die Sensorempfindlichkeit, der Dynamikbereich, die Linearität, das intrinsische Rauschen, die Leistungsaufnahme und die Frequenzbandbreite. Für spezielle Anwendungen sind vielfältige weitere Eigenschaften relevant und zu berücksichtigen.

Den Schwerpunkt dieser Arbeit bildet das intrinsische Sensorrauschen, das in Verbindung mit der Sensorempfindlichkeit das Detektionslimit der Sensoren bestimmt. Diese Eigenschaft, die auch als Auflösung des Sensors bezeichnet werden kann, ist für viele Anwendungen bedeutend und

limitierend. Durch eine Verbesserung des Auflösungsvermögens oder des intrinsischen Sensorrauschens können neue Anwendungsgebiete, z. B. im Biomagnetismus, erschlossen werden. Speziell GMR- und TMR-Sensoren sind für starke und ausgeprägte frequenzabhängige Rauschprozesse bekannt, die dem Ausgangssignal überlagert sind und dadurch den Einsatz in vielen Anwendungen verhindern. Die dafür ursächlichen Prozesse sind bisher nur unzureichend erforscht. Das ist auch darin begründet, dass die Analyse des Rauschens eine komplexe Messaufgabe darstellt. Die Signalamplituden des Ausgangsrauschens betragen lediglich wenige  $\text{nV} \sqrt{\text{Hz}}$  und können von den Rauschprozessen der Messelektronik signifikant überlagert und damit gestört sein. Zusätzlich ist die Rauschcharakteristik stark von den Sensorparametern (z. B. magnetischer Arbeitspunkt) und den Umgebungsparametern (z. B. Temperatur) abhängig. Die Charakterisierung des Ausgangsrauschens muss aus diesen Gründen in einer rauscharmen, sehr stabilen und abgeschirmten Messumgebung stattfinden.

Rauschmessungen ermöglichen allerdings nicht nur eine direkte Charakterisierung des Detektionslimits. Die intrinsischen Rauschprozesse bieten eine Methode zur Analyse der mikro- und makroskopischen Prozesse des Sensors. Das intrinsische Rauschen wird von den physikalischen Prozessen, den Materialeigenschaften, dem magnetischen Zustand, der Stabilität des Sensors, der Umgebung, den Betriebsparametern und der Vorgeschichte beeinflusst. Dementsprechend können Informationen zu diesen Prozessen aus den Signalen extrahiert werden und wichtige wissenschaftliche und anwendungsspezifische Fragestellungen klären.

- Was sind die dominierenden physikalischen Prozesse des  $1/f$ -Rauschens bei den verschiedenen Sensortypen (elektrisch oder magnetisch, thermisch, etc.) und können diese reduziert werden?
- Wie wirken die Eigenschaften der verwendeten Materialien und die Materialübergänge auf das Rauschen?
- Welchen Einfluss haben die Herstellungsprozesse, der Schichtaufbau und das Sensorlayout auf das intrinsische Sensorrauschen?
- Können die Rauschprozesse weitere Informationen zu den physikalischen Prozessen und dem Verständnis der Sensoreffekte liefern?
- Welchen Einfluss haben die magnetischen Anisotropiebeiträge auf das Rauschen und die Stabilität des Sensors?
- Kann die Sensorfunktion unter verschiedenen, extremen Anwendungsbedingungen (z. B. extreme Temperaturen, mechanische Kraft, starke Magnetfelder) gewährleistet und verbessert werden?

Aktuell gibt es bereits einige wissenschaftliche Veröffentlichungen, die sich mit diesen Fragestellungen und den Rauschquellen von magnetoresistiven Sensoren beschäftigen. Im Allgemeinen befassen sich diese allerdings mit der theoretischen Modellierung oder der Interpretation von Rauschmessungen an selbst entwickelten Sensoren. Bei Rauschmessungen

wird das verwendete Messsystem und die Messung selbst zum Teil unzureichend charakterisiert. Speziell der Einfluss des Messsystems auf die Rauschmessung ist häufig nicht ausreichend dargestellt. Die Verwendung von selbst hergestellten Sensoren verhindert zusätzlich den Vergleich der Messergebnisse. Lediglich einige wenige Gruppen führen die Rauschcharakterisierung an kommerziell verfügbaren Sensoren durch [1]. Weiterhin beschränken sich viele Rauschmessungen auf die Analyse in einem Arbeitspunkt des Sensors und variieren die Struktur- und Herstellungsparameter. Dabei ermöglicht die Untersuchung in verschiedenen Arbeitspunkten eine Trennung der Rauschquellen und damit eine bessere Analyse. In einem magnetisch unempfindlichen Arbeitspunkt bzw. im gesättigten Arbeitsbereich der Sensorkennlinie wird beispielsweise das magnetische Rauschen unterdrückt und die elektrischen Rauschquellen dominieren. Dadurch können wertvolle Informationen zum Ursprung der Rauschquellen gewonnen werden.

Innerhalb dieser Arbeit wird aus diesem Grund ein Messsystem zur Analyse der dominierenden Rauschquellen und Rauschprozesse von magnetoresistiven Sensoren entwickelt, vorgestellt und charakterisiert. Dieses sehr rauscharme Messsystem ermöglicht die Charakterisierung des intrinsischen Sensorrauschens über einen weiten Frequenzbereich und die Veränderung der Sensorbedingungen. Als Erweiterung zu anderen Systemen ist es mit dem hier vorgestellten System möglich, die Sensortemperatur in einem Temperaturbereich von etwa  $\pm 175^\circ\text{C}$  zu variieren und den Einfluss auf das Rauschen zu analysieren. Zusätzlich sind die zur Untersuchung in verschiedenen magnetischen Arbeitspunkten benötigten Magnetfelder so rauscharm, dass selbst die besten AMR-Sensoren in verschiedenen Arbeitspunkten der schweren und empfindlichen Achse untersucht werden können. Insgesamt ist es mit dem System möglich, die MR-Sensoren bei verschiedenen Temperaturen, Versorgungen, Stützmagnetfelder und magnetischen Arbeitspunkten zu betreiben. Dadurch ist eine Beeinflussung der Rauschprozesse möglich und eine Analyse des Ursprungs aus den Abhängigkeiten der Rauschquellen durchführbar.

Die Möglichkeit magnetoresistive Sensoren in einem breiten Arbeitsbereich des magnetischen Arbeitspunktes oder der Temperatur zu untersuchen, ist ein großer Fortschritt für die Analyse des Sensorrauschens. Trotzdem kann mit Hilfe dieser erweiterten Messmethode lediglich der allgemeine Ursprung (magnetisch, elektrisch, thermisch, etc.) der dominierenden Rauschquelle identifiziert werden. Für eine genaue Identifikation ist die Analyse von Sensoren in Brückenstrukturen und an Einzelelementen unumgänglich, die verschiedenen Herstellungs- und Strukturparametern unterliegen. Aus diesem Grunde ist die institutseigene Dünnschichttechnologie für die Herstellung von AMR-Sensoren verwendet worden. So sollte ein Kreislauf entstehen, der das Design, die Herstellung, die Charakterisierung und die Modellierung von AMR-Sensoren und die damit zusammenhängende Analyse der Rauschcharakteristiken abdeckt. Die Herstellung und die Optimierung des Sputterprozesses wurde allerdings aufgrund des nicht ausreichenden Restgasdruckes und der starken Streuung der Sputteranlage nach einigen Versuchen eingestellt. Die generelle Herstellung von funktionsfähigen Sensoren ist möglich, allerdings erfordert die syste-

matische Untersuchung des Rauschverhaltens von AMR-Sensoren besonders hochwertige, reproduzierbare und definierte Schichten mit geringer Streuung. Ansonsten kann keine Korrelation zwischen den Rauschquellen und der Herstellung erarbeitet werden. Aus diesem Grund wurde der Schwerpunkt auf die Charakterisierung von kommerziellen AMR-, GMR- und TMR-Sensoren in verschiedenen Arbeitspunkten als Analyseobjekte gelegt. Durch die Verwendung von kommerziellen Sensoren wird eine gewisse Vergleichbarkeit und eine Erhöhung der Transparenz gewährleistet. Gleichzeitig wird direkt der aktuelle Stand und das Rauschniveau der kommerziellen MR-Sensorik abgedeckt.

Im Rahmen des DFG-Graduiertenkollegs NanoMet 1952/1 (Metrology for Complex Nanosystems) wurde die Messunsicherheit von komplexen Nanosystemen untersucht. Durch die große Zahl an Eingangsparametern und die schwer zu modellierenden Wechselwirkungen stellt das Ausgangsrauschen von magnetoresistive Sensoren solch ein komplexes Nanosystem dar. Innerhalb des Projektes wurden die Eingangsgrößen, die einen Einfluss auf die Rauschmessung zeigen, ermittelt und anhand derer die frequenzabhängige Messunsicherheit analysiert. Zur Ermittlung dieser wurde eine neue Methode ausgearbeitet, eingesetzt und vorgestellt [2].

Neben den magnetoresistiven Effekten wird die Analyse des GMI-Effektes (GMI, engl. giant magnetoeimpedance) vom Messsystem unterstützt. Der GMI-Effekt wurde aufgrund des stark gewachsenen Interesses und der möglichen Leistungsfähigkeit des Effektes in das Aufgabengebiet aufgenommen. Die Forschung an GMI-Sensoren ist in den letzten Jahren stark gestiegen. Jedoch ist das Potential in Hinblick auf das theoretisch zu erreichende Rauschniveau [3] noch nicht erreicht. Zusätzlich sind die frequenzabhängigen Rauschquellen nicht in ausreichender Weise erforscht [4]. Aus diesen Gründen bietet sich die Analyse des Rauschverhaltens und die Realisierung einer GMI-Elektronik als Erweiterung des Funktionsumfanges des Messplatzes an. Als Sensoren sind eigene drahtgebundene GMI-Elemente hergestellt worden, die als Kern magnetische Bänder einsetzen. Der Schwerpunkt des Messsystems und dieser Arbeit liegt allerdings auf magnetoresistiven Sensoren.

Die vorliegende Arbeit ist in fünf Kapitel gegliedert. Nach der Einleitung werden die Grundlagen im zweiten Kapitel erläutert. Danach wird das entwickelte Messsystem im dritten Kapitel eingeführt. Dabei werden die für die Analyse in den verschiedenen Arbeitspunkten benötigten Untersysteme im Einzelnen dargestellt und charakterisiert. Die unbeeinflusste und rauscharme Verstärkung des Sensorsignals ist ein weiterer Schwerpunkt. Dazu wird die verwendete Verstärkerelektronik präsentiert und charakterisiert. Das vierte Kapitel zeigt die Messergebnisse an kommerziell verfügbaren AMR-, GMR- und TMR-Sensoren. Die AMR-Sensoren werden im Vergleich intensiver behandelt, da die Untersuchung von AMR-Sensoren ein besonders rauscharmes Messsystem benötigt. Zusätzlich findet die Analyse des Ausgangsrauschens von AMR-Sensoren im Vergleich zu TMR-Sensoren bisher weniger Beachtung, obwohl die Interpretation der Ergebnisse verhältnismäßig einfach ist, was in dem deutlich einfacheren Aufbau der Sensoren begründet ist. Im weiteren Verlauf des vierten



Kapitels werden die selbst hergestellten GMI-Elemente vorgestellt und charakterisiert. Dazu werden die GMI-Elemente in Abhängigkeit von den Anregungsparametern untersucht und in einer geschlossenen Regelschleife in der Rauschcharakteristik analysiert. Zuletzt wird die Arbeit mit einer Zusammenfassung abgeschlossen und ein Ausblick präsentiert.



# 2

## Grundlagen von MR- und GMI-Sensoren

Das folgende Kapitel behandelt die theoretischen Grundlagen, die zum Verständnis der vorliegenden Arbeit notwendig sind. Zu Beginn erfolgt eine kurze und allgemeine Einführung in die Themen Magnetfelder und Magnetisierung von Materie. Dabei wird die Ausrichtung von magnetischen Domänen in Verbindung mit den magnetischen Anisotropieenergien erläutert. Im Folgenden werden Magnetfeldsensoren im Allgemeinen diskutiert und einige wichtige Spezifikationen dargestellt. Magnetoresistive Sensoren als spezielle Art von Magnetfeldsensoren werden bezüglich der physikalischen Funktionsweise, dem Aufbau und im Sensorrauschen vorgestellt. Die Erläuterung des AMR-Sensors erfolgt im Vergleich zu den anderen Effekten detaillierter. Zuletzt folgt eine kurze Erläuterung zum GMI-Effekt und zur Anwendung des Effektes als GMI-Sensor.

### 2.1 Magnetfelder und Magnetfeldsensoren

#### 2.1.1 Magnetfelder und Magnetisierung

Das Magnetfeld ist ein physikalisches Phänomen bzw. Kraftfeld, das von bewegten elektrischen Ladungen erzeugt wird. Dieses Verhalten ist von elektrischen Strömen bekannt, allerdings können gebundene elektrische Ladungen in Materie ebenfalls magnetische Momente erzeugen, die sich zu einer makroskopischen Magnetisierung überlagern können. Diese beiden Ursachen werden im Folgenden behandelt.

Ein stromdurchflossener elektrischer Leiter erzeugt ein zirkulares Magnetfeld  $\vec{H}$ . Der mathematische Zusammenhang wird mit Hilfe des Ampèreschen Gesetzes aus den Maxwell-Gleichungen beschrieben [5]. Die Stromdichte  $\vec{j}$  kann bei einer senkrechten Ausrichtung zur Fläche  $\vec{A}$  und einer konstanten Stromdichteverteilung über den Leiterquerschnitt als Strom  $I$  dargestellt werden.

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = \iint \vec{j} \, d\vec{A} = I \quad (2.1)$$

Im Vakuum kann die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  über die magnetische Vakuumpermeabilität  $\mu_0^1$  in die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  umgerechnet werden.

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (2.2)$$

In Materie kann sich das Verhalten der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  je nach Stärke und Art der Wechselwirkungen bzw. der magnetischen Polarisation deutlich unterscheiden. Wenn das magnetische Material einem äußeren Magnetfeld ausgesetzt wird, reagieren die magnetischen Dipole der Materie auf das Feld und eine Magnetisierung  $\vec{M}$  des Materials resultiert. Die Eigenschaft der Magnetisierung lässt sich in Abhängigkeit vom Material als eine Abschwächung oder einer Verstärkung der magnetischen Flussdichte interpretieren. Das magnetische Verhalten isotroper Materialien ist vereinfacht und im Arbeitspunkt linearisiert mit der relativen Permeabilität  $\mu_r$  oder der magnetischen Suszeptibilität  $\chi$  beschreibbar [6].

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.3)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} \quad (2.4)$$

$$\mu_r = 1 + \chi \quad (2.5)$$

$$\vec{M} = \chi \cdot \vec{H} = \frac{\vec{m}}{V} \quad (2.6)$$

Die verschiedenen Stärken der Wechselwirkung und die daraus resultierenden Arten der Magnetisierung  $\vec{M}$  (Magnetisches Moment  $\vec{m}$  pro Volumen  $V$ ) sind im Materialaufbau und den atomaren Eigenschaften begründet. Je nach Material kann die Magnetisierung im äußeren Magnetfeld in fünf verschiedene Arten eingruppiert werden. Dabei ist der Diamagnetismus durch eine schwache Magnetisierung entgegengesetzt zur äußeren Magnetfeldrichtung gekennzeichnet. Im Gegensatz dazu können paramagnetische Materialien schwach parallel magnetisiert werden. Materialien mit einem spontanen, magnetisch geordneten Zustand werden in die Gruppen Ferromagnetismus, Antiferromagnetismus und Ferrimagnetismus eingeteilt [5].

---

<sup>1</sup>  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$

### Diamagnetismus

Die magnetische Suszeptibilität von diamagnetischen Materialien ist negativ ( $\chi < 0$ ) und die Magnetisierung ist in Relation zum äußeren Feld schwach entgegengesetzt ausgerichtet [7]. Die Ursache ist in den durch das äußere Magnetfeld induzierten magnetischen Dipolen begründet, die nach der Lenzschen Regel ihrer Ursache entgegenwirken [8]. In Abwesenheit von äußeren Magnetfeldern verschwindet die Magnetisierung entsprechend. Im Allgemeinen weisen alle Materialien diamagnetisches Verhalten auf, das allerdings bei vielen Materialien von anderen Effekten, wie beispielsweise dem Ferro- oder Paramagnetismus, überdeckt wird [5].

### Paramagnetismus

Paramagnetische Materialien zeigen eine schwach positive Suszeptibilität ( $\chi > 0$ ) [7]. Ein äußeres Magnetfeld führt zu einer Ausrichtung der atomaren magnetischen Momente in Richtung des Feldes. Dieser Ausrichtung wirkt der dominierenden thermischen Energie entgegen, die eine zufällige Verteilung anstrebt und die die von außen angeregte magnetische Ausrichtung hemmt. In Abwesenheit eines äußeren Magnetfeldes verschwindet die magnetische Ordnung.

### Ferromagnetismus

Unterhalb der Curie-Temperatur  $T_C$  kann ohne ein äußeres Magnetfeld eine makroskopische Magnetisierung der Materie vorhanden sein. Die Austauschwechselwirkung [9] sorgt innerhalb einer magnetischen Domäne (Weiss'scher Bezirk) für eine Wechselwirkung zwischen den magnetischen Momenten der Elementarmagnete, und diese richten sich unterhalb der Curie Temperatur  $T_C$  parallel zueinander aus. Die Austauschwechselwirkung beschreibt dabei die bevorzugte parallele Ausrichtung der Eigendrehimpulse der Elektronen (Spin), die eine Folge der Überlappung der Wellenfunktion in Verbindung mit dem Pauli-Prinzip darstellt. Für weitere Informationen wird auf fortführende Literatur [9, 10] verwiesen. Durch die parallele Ausrichtung wird eine sehr große positive Suszeptibilität ( $\chi \gg 0$ ) erreicht. Die spontane Magnetisierung kann ohne äußeres Magnetfeld bestehen [7].

### Antiferromagnetismus

Der Antiferromagnetismus zeigt ebenfalls eine magnetisch geordnete Struktur. Allerdings richten sich im Gegensatz zum Ferromagnetismus die benachbarten magnetischen Dipole antiparallel zueinander aus. Dadurch heben sich die magnetischen Momente im Inneren des Materials gegenseitig auf und das magnetische Gesamtmoment ist minimal [5]. Antiferromagneten werden häufig in GMR- und TMR-Sensoren eingesetzt, um eine sogenannte Spin-Ventil Struktur zu erzeugen (siehe Kapitel 2.3.4).

## Ferrimagnetismus

Beim Ferrimagnetismus bildet sich gleichermaßen eine geordnete magnetische Struktur aus. Es stellt sich eine antiparallele Ausrichtung der magnetischen Momente ein, die allerdings im Betrag der Magnetisierung Unterschiede aufweisen. Dadurch überwiegt eine magnetische Ausrichtung [5]. Ferrimagneten zeigen nach außen ferromagnetisches Verhalten.

Im weiteren Verlauf wird das Magnetisierungsverhalten von ferromagnetischen Materialien behandelt. Unterhalb der Curie-Temperatur  $T_C$  und bei Raumtemperatur  $T_R$  zeigen die Übergangsmetalle Eisen (Fe), Kobalt (Co) und Nickel (Ni), sowie viele ihrer Legierungen, ferromagnetische Eigenschaften.

Die Ausrichtungen der Magnetisierung dieser Materialien nimmt in Abhängigkeit verschiedener magnetischer Energiebeiträge den Zustand mit der geringsten Energie an. Die Zeeman-Energie, als magnetostatischer Energiebeitrag, wird minimal, wenn das äußere Magnetfeld und die Magnetisierung parallel ausgerichtet sind [5]. Dadurch folgt die Ausrichtung der Magnetisierung, bei ausreichend großem Feldvektor, dem äußeren Magnetfeld.

Die Einflüsse der magnetischen Anisotropie wirken als weiterer Energiebeitrag, der richtungsabhängig ist. Der Zustand geringster Energie wird in den magnetisch leichten Achsen realisiert. Demzufolge muss die größte Arbeit aufgebracht werden, um den Magnetisierungsvektor parallel zu einer magnetisch schweren Achse auszurichten. Es gibt verschiedene Ursachen, die zu einer magnetischen Anisotropie führen. Die für die MR-Sensorik relevanten magnetische Anisotropieenergien werden im Folgenden kurz erläutert [5].

## Formanisotropie

Die Ursache der Formanisotropie liegt in der die Dipol-Dipol-Wechselwirkung [9]. Diese Wechselwirkung führt zu einem geometrieabhängigen Streufeld und Entmagnetisierungsfaktor  $N$ . Der Entmagnetisierungsfaktor ( $0 < N < 1$ ) beschreibt die Stärke des Entmagnetisierungsfeldes  $\vec{H}_N$ , das sich infolge der Magnetisierung  $\vec{M}$  durch die magnetischen Pole ausbildet. Das Entmagnetisierungsfeld im Inneren des Körpers ist für ellipsoidförmige Körper homogen [5].

$$\vec{H}_N = -N \cdot \vec{M} \quad (2.7)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{M} + \mu_0 \cdot \vec{H}_N \quad (2.8)$$

Bei einer Streifengeometrie (Länge » Breite » Dicke) ist der Entmagnetisierungsfaktor in der Längsachse des Streifens minimal. Diese Achse entspricht der magnetisch leichten Achse und dem Zustand mit der geringsten Energie. Die Formanisotropie kann verwendet werden, um eine bevorzugte Raumrichtung der Magnetisierung zu

erzeugen. Ein Beispiel dafür ist die Streifengeometrie des AMR-Sensors. Für einige Geometrien ist ein Richtwert des Entmagnetisierungsfaktors  $N$  in der Literatur angegeben [5]. Bei hinreichend kleinen Strukturen wird der Entmagnetisierungstensor  $N$  eines idealen Films aus den Faktoren  $N_x = N_y = 0$  und  $N_z = 1$  gebildet.

### Kristallanisotropie

Die Kristallanisotropie ist unabhängig von der Geometrie des Materials und beschreibt eine Kopplung zwischen dem Kristallgitter und den magnetischen Momenten. Je nach Kristall können bestimmte Kristallachsen eine bevorzugte Magnetisierungsachse besitzen. Die Kristallanisotropieenergie  $E_{K_r}$  kann in der ersten Ordnung mit einer Energiekonstante  $K_{K_r}$  und einer Winkelabhängigkeit angenähert werden [5].

$$E_{K_r} = K_{K_r} \cdot \sin^2(\varphi) \quad (2.9)$$

Die Anisotropiekonstante  $K_{K_r}$  beschreibt die notwendige Energie, um die Magnetisierung aus der magnetisch leichten in die schwere Achse auszurichten.

### Feld- und druckinduzierte Anisotropie

Die feld- und druckinduzierte Anisotropie bezeichnet das Einprägen von Anisotropieachsen während der Herstellung infolge von Magnetfeldern oder mechanischer Spannung. Diese induzierten Energien beeinflussen die Anordnung der Atome und somit das magnetische Anisotropieverhalten [5]. Dadurch können genau definierte magnetische Achsen im Material erzeugt werden. Die Einprägung der magnetischen Anisotropie ist nicht auf die Schichtherstellung begrenzt und kann ebenfalls in nachfolgenden Tempervorgängen ausgeführt werden.

### Magnetoelastische Anisotropie

Magnetostruktive Materialien besitzen eine Kopplung zwischen der Magnetisierung und der geometrischen Ausdehnung des Objekts. Infolgedessen kann durch mechanische Spannung am Material die Magnetisierung beeinflusst werden und dieser Zusammenhang zur Einprägung einer magnetischen Anisotropie ausgenutzt werden [5].

### Austausch-Anisotropie

Die Austausch-Anisotropie (engl. exchange bias) bezeichnet die Kopplung einer ferromagnetischen Schicht mit einem Antiferromagneten. Diese magnetische Kopplungsenergie beeinflusst das Magnetisierungsverhalten der ferromagnetischen Schicht und verschiebt die Magnetisierungskurve [9]. Diese Austausch-Anisotropie wird bei Spin-Ventil Sensoren (Kapitel 2.3.4) ausgenutzt. Dabei wird ein Antiferromagnet oder ein künstlicher Antiferromagnet verwendet, um

die Magnetisierung einer dünnen Schicht in eine definierte Richtung vorzuspannen. Als charakteristische Größe wird häufig ein Austauschfeld  $H_{\text{EB}}$  angegeben.

In Abhängigkeit der magnetischen Energiebeiträge stellen sich die magnetischen Domänen und die resultierende makroskopische Magnetisierung des Materials ein. Dabei ist zu beachten, dass die Aufzählung der magnetischen Energiebeiträge nicht vollständig ist und Energiebeiträge, wie beispielsweise die der Domänenwände, hier nicht berücksichtigt werden. Ein äußeres Magnetfeld ist in der Lage die Ausrichtung dieser Domänen zu beeinflussen. Dieser Vorgang wird durch den Einfluss der Zeeman-Energie begründet, bei der die Magnetisierung des Materials dem äußeren Feld bis zur Sättigung  $M_S$  folgt. Dabei entsteht eine klassische Magnetisierungskurve, die für weich- und hartmagnetische Werkstoffe in Abbildung 2.1 illustriert ist.

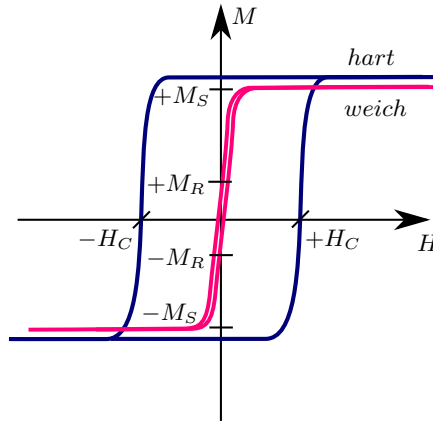


Abbildung 2.1: Darstellung exemplarischer Magnetisierungskurven weich- und hartmagnetischer Materialien. Aus Übersichtsgründen sind die charakteristischen Punkte  $\pm H_C$  an der hartmagnetischen Kurve und die Punkte  $\pm M_R$  und  $\pm M_S$  an der weichmagnetischen Kurve angegeben.

Ferromagnetische Materialien zeigen in der Regel ein hysteretisches Verhalten. Bei ausreichend großen magnetischen Feldstärken ist ein magnetisches Material magnetisch gesättigt. Die Sättigung besitzt eine Plateau-Charakteristik bei  $M_S$ . Eine Reduzierung der äußeren magnetischen Feldstärke bis auf  $H = 0$  erzeugt die Remanenz der Magnetisierung  $\pm M_R$ . Ein weiteres Absenken führt zu einem Gegenfeld. Für eine Magnetisierung von  $M = 0$  muss die Koerzitivfeldstärke  $\pm H_C$  aufgewendet werden. Eine weitere Erhöhung des Gegenfeldes führt zur entgegengesetzten Magnetisierung des Materials. Ein vereinfachtes Modell der Ausrichtung von magnetischen Eindomänen stellt das Stoner-Wohlfarth-Modell dar [11, 12].



### 2.1.2 Magnetfeldsensoren

Sensoren bzw. Messaufnehmer ermöglichen die Umsetzung einer physikalischen, chemischen oder biologische Eingangsgröße in eine alternative Ausgangsgröße [13]. Als Ausgangsgrößen werden hauptsächlich elektrische Größen, wie die Spannung, verwendet.

Der Fokus dieser Arbeit liegt auf Magnetfeldsensoren. Diese bezeichnen eine spezielle Gruppe von Sensoren, die die Umsetzung des Magnetfeldes als Eingangsgröße in ein elektrisches Ausgangssignal ermöglichen und somit zur Detektion der magnetischen Feldstärke bzw. Flussdichte eingesetzt werden können.

Die Umsetzung von der magnetischen Eingangsgröße zur elektrischen Ausgangsgröße ist mit einem Empfindlichkeitsfaktor linearisiert, der als Sensorempfindlichkeit  $S_{\text{empf}}$  bezeichnet ist [13]. Die Sensorempfindlichkeit ist arbeitspunktabhängig und wird im Allgemeinen für  $H_{\text{ext}} = 0$  angegeben.

$$S_{\text{empf,H}} = \frac{\partial U_{\text{aus}}}{\partial H_{\text{ext}}}, \quad S_{\text{empf,B}} = \frac{\partial U_{\text{aus}}}{\partial B_{\text{ext}}} \quad (2.10)$$

Dabei bezeichnet  $U_{\text{aus}}$  die Ausgangsspannung und  $H_{\text{ext}}$  die magnetische Feldstärke als Eingangsgröße. Teilweise wird die Sensorempfindlichkeit in V/T angegeben. Dann bezieht sich die Empfindlichkeit auf die magnetische Flussdichte  $B$ . Neben der Sensorempfindlichkeit ist der Offset des Sensorausgangs  $U_{\text{off}}$  eine wichtige Eigenschaft, die die Ausgangsgröße bei einer Eingangsgröße  $H_{\text{ext}} = 0$  bezeichnet.

$$U_{\text{off}} = U_{\text{aus}} \Big|_{H_{\text{ext}}=0} \quad (2.11)$$

Zusätzlich zu den beiden eingeführten Eigenschaften kann je nach Anwendung eine weitere große Zahl an Sensoreigenschaften interessant sein. Dazu ist beispielsweise der Dynamikbereich, die Frequenzbandbreite, das Rauschen, die Linearität oder die Stabilität des Sensors zu nennen. Dementsprechend ist unter allen Eigenschaften der zur Anwendung passende Sensor auszuwählen. In diesem Zusammenhang ist auch die Querempfindlichkeit zu erwähnen. Als Querempfindlichkeiten sind ungewollte Abhängigkeiten der Ausgangsgröße definiert. Beispielsweise weisen die elektrischen und magnetischen Materialien von MR-Sensoren Temperaturabhängigkeiten auf. Die Temperaturänderungen wirken auf die Materialeigenschaften und beeinflussen infolgedessen die Sensorcharakteristik. Die Querempfindlichkeiten sind von der Sensorart und dem Sensortyp abhängig und in den zugehörigen Datenblättern spezifiziert. Für zusätzliche Informationen zu den Sensoreigenschaften und den Querempfindlichkeiten sei auf weiterführende Literatur verwiesen [14].

In dieser Arbeit wird der Fokus auf das Eigenrauschen und das Detektionslimit der Sensoren gelegt. Infolgedessen ist neben der Stabilität der Sensoren, die Sensorempfindlichkeit und das intrinsische Rauschen von besonderer Bedeutung. Im nächsten Unterkapitel wird das Eigenrauschen bzw. das intrinsische Sensorrauschen von Magnetfeldsensoren erläutert.

### 2.1.3 Rauschen von Magnetfeldsensoren

Rauschen ist ein häufig verwendeter Begriff, der unerwünschte Signale und Prozesse beschreibt, die die Nachweisgrenze und Auflösung eines Sensors einschränken oder negativ beeinflussen [15]. Ein idealer Sensor könnte in Verbindung mit einem idealen Verstärker theoretisch beliebig kleine Messsignale auswerten und auf den Dynamikbereich der Digitalisierung anpassen. In der realen Welt ist die Nachweisgrenze jedoch durch Rauschprozesse eingeschränkt. Die Charakterisierung dieser Nachweisgrenze ist durch Rauschmessungen möglich. Die zusätzliche Analyse der Rauschquellen ist dabei sehr interessant. Das intrinsische Rauschen steht in direktem Zusammenhang mit den physikalischen Prozessen und den Materialeigenschaften. Durch diese Abhängigkeit lassen sich wichtige Informationen über die mikroskopischen Vorgänge im Sensor gewinnen und für die fortschreitende Weiterentwicklung und Verbesserung der Sensoren nutzen. Bevor die Rauschprozesse von Magnetfeldsensoren behandelt werden, ist der Oberbegriff „Rauschen“ genauer zu klassifizieren. Dazu ist eine Unterteilung in innere und äußere Störsignale sinnvoll [15].

#### Innere Störungen bzw. Rauschquellen

Innere Störquellen bezeichnen die Fluktuationen oder Rauschquellen, die durch den Sensor oder das System selbst (intrinsisch) erzeugt werden. Ein gutes Beispiel ist das thermische Rauschen von Widerständen oder das Schrotrauschen in Transistoren.

#### Äußere Störungen bzw. Rauschquellen

Äußere Störsignale bezeichnen Störungen oder Rauschquellen, die von externen Quellen einkoppeln. Das betrifft beispielsweise Signale, die durch Schaltprozesse, Netzspannungen (50 Hz) oder Motoren erzeugt und als Überlagerung im Messsignal erscheinen. Diese Signale können über unterschiedliche Übertragungswege (magnetisch, kapazitiv, galvanisch oder gestrahlt) einkoppeln [16, 17].

In diesem Kapitel werden die wichtigsten inneren Störquellen bzw. Rauschprozesse von Magnetfeldsensoren und speziell von magnetoresistiven Sensoren vorgestellt. Die intrinsischen Rauschprozesse von Magnetfeldsensoren sind zufällige Signale, die sich statistisch beschreiben lassen und dem eigentlichen Messsignal überlagert sind. Im Allgemeinen werden diese stochastischen Rauschsignale im Frequenzbereich charakterisiert und dargestellt. Zu diesem Zweck wird die spektrale Rauschleistungsdichte  $S_{xx}$  in  $V^2/\text{Hz}$  als Ausgangsgröße verwendet. Diese enthält die Überlagerung der verschiedenen Rauschprozesse und stellt die Signale spektral dar. Das Leistungsdichtespektrum kann aus der Fourier-Transformierten der Autokorrelationsfunktion (Wiener-Khintchine-Theorem) [18, 19] erzeugt werden,

$$S_{xx}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} r_{xx}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.12)$$

mit der Autokorrelationsfunktion  $r_{xx}(t)$

$$r_{xx}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(\tau) x^*(t + \tau) d\tau. \quad (2.13)$$

In der Messtechnik wird das Leistungsdichtespektrum üblicherweise über eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) bestimmt. Dabei wird die FFT von einem endlichen Zeitsignal  $x(t)$  (Faltung mit Fensterfunktion) berechnet und das Amplitudenspektrum zusätzlich mit der komplex konjugierten des Zeitsignals  $x^*(t)$  multipliziert. Der Ausdruck wird in der digitalen Signalverarbeitung mit weiteren Größen, wie der Länge des Abtastwertvektors  $N$ , normiert. Der Zusammenhang in Gleichung 2.14 zeigt eine vereinfachte Form zur Erläuterung.

$$S_U(f) = S_{xx}(f) = \frac{FFT(x^*(t)) \cdot FFT(x(t))}{N^2} \quad (2.14)$$

Das Leistungsdichtespektrum des Rauschens wird als spektrale Rauschleistungsdichte  $S_U$  bezeichnet. Die spektrale Rauschleistungsdichte von beispielsweise thermischen Rauschen kann in dem in dieser Arbeit betrachteten Frequenzbereich als frequenzunabhängiges Rauschen angesehen werden. Somit stellt die spektrale Rauschleistungsdichte  $S_U$  in diesem Fall in jedem Frequenzintervall die gleiche Rauschleistung dar [15]. In der Messtechnik sind allerdings Spannungs- und Stromwerte gebräuchlicher und dementsprechend wird das Rauschleistungsdichtespektrum in  $V^2/\text{Hz}$  als spektrale Rauschspannung  $\sqrt{S_U}$  in der Einheit  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  dargestellt. Es zeigt den Effektivwert der Spannung in Bezug zu einer Frequenzbandbreite von 1 Hz [15].

Zu Anfang des Kapitels ist die Charakterisierung der Nachweisgrenze bzw. des Detektionslimits (engl. detection limit) der Sensoren als Motivation angesprochen worden. Für Magnetfeldsensoren entspricht das dem spektralen Rauschen der magnetischen Flussdichte  $\sqrt{S_B}$  in der Einheit  $T/\sqrt{\text{Hz}}$  [1]. Diese Größe wird ebenfalls als Magnetfeldrauschen (engl. magnetic noise) bezeichnet. Zur Charakterisierung dieser Ausgangsgröße ist neben der Rauschmessung eine Empfindlichkeitsmessung (Gleichung 2.10) in der Einheit  $V/T$  notwendig. Die Messungen müssen im gleichen Arbeitspunkt (empfindliche Achse, Stützfeld, Temperatur, usw.) durchgeführt werden. Das Magnetfeldrauschen ist die Normierung der spektralen Rauschspannungsdichte mit der Sensorempfindlichkeit. Die Gleichung lautet

$$\sqrt{S_B} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^{-1} \cdot \sqrt{S_U}. \quad (2.15)$$

Anhand der Gleichung 2.15 ist ersichtlich, dass für ein geringes Magnetfeldrauschen eine hohe Empfindlichkeit und ein geringes intrinsisches Rauschen des Sensors anzustreben sind.

Das Gesamttrauschen des Sensors ist allerdings eine frequenzabhängige Größe, die zusätzlich vom Arbeitspunkt (Stützmagnetfeld, Temperatur, etc.) abhängt [1] und zeigt die Überlagerung verschiedener Rauschquellen. Dabei wird im Falle von Magnetfeldsensoren zwischen elektrischen und

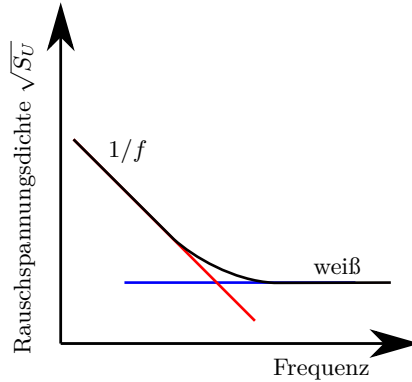


Abbildung 2.2: Doppellogarithmische Darstellung der Charakteristik der spektralen Rauschspannungsdichte, die als Überlagerung von frequenzabhängigen und frequenzunabhängigen Rauschprozessen gezeigt ist.

magnetischen Rauschquellen unterschieden [20]. Die elektrischen und magnetischen Rauschquellen können ihrerseits weiter unterteilt werden. Dazu werden im Folgenden die wichtigsten Rauschquellen für magnetoresistive Sensoren vorgestellt [20]. Diese werden nach der Frequenzcharakteristik in frequenzunabhängige (weiße) und frequenzabhängige ( $1/f$ ) Rauschquellen unterteilt. Die grundsätzliche Charakteristik der Rauscharten über Frequenz ist in Abbildung 2.2 visualisiert. Die Dimensionierung der Achsen ist doppelt logarithmisch, dadurch wird aus der Hyperbel des  $1/f$ -Rauschens eine Gerade.

### Weißes Rauschen ( $S_w(f) \approx \text{const.}$ )

Weißes Rauschen ist frequenzunabhängig bzw. konstant über Frequenz (siehe Abb. 2.2). Dadurch enthält die spektrale Rauschleistungsdichte in jedem Frequenzintervall die gleiche Rauschleistung. Ein im Frequenzbereich konstantes Amplitudenspektrum wird theoretisch von einem Dirac-Stoß im Zeitbereich erzeugt. Demnach sind sehr schnelle Signaländerungen für das weiße Rauschen ursächlich, die in elektrische oder magnetische Rauschquellen eingruppiert werden können. Die hier vorgestellten Rauschquellen können in dem für Magnetfeldsensoren entscheidenden Frequenzbereich als frequenzunabhängig bzw. weiß angesehen werden.

### Elektrisches Nyquist-Rauschen ( $S_{w,\text{therm}}$ )

Das Nyquist-Rauschen [21] oder Johnson-Rauschen [22] ist die bekannteste Rauschquelle und wird auch als Widerstandsrauschen bezeichnet. Die Ursache dieses elektrischen Rauschens ist die thermisch ungeordnete und statistische Bewegung der Ladungsträger [23], die sich dem Stromfluss überlagert. Aus diesem Grund besteht

keine Stromflussabhängigkeit und das Nyquist-Rauschen ist selbst ohne Stromfluss existent. Die Amplitudenverteilung dieses Rauschprozesses zeigt eine mittelwertfreie Normal- bzw. Gaußverteilung.

Das mathematische Modell zur Beschreibung wurde im Jahre 1928 von Harry T. Nyquist aufgestellt [21]. Dabei kann die spektrale Rauschleistungsdichte  $S_U$  (Gleichung 2.16) oder die effektive Spannung  $U_{\text{eff}}$  (Gleichung 2.17) an einem Widerstand im thermodynamischen Gleichgewicht und bis zu mehreren GHz als Ergebnisgröße wie folgt beschrieben werden.

$$S_{w,\text{therm}} = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \quad (2.16)$$

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (2.17)$$

Es zeigt sich eine Abhängigkeit von der Temperatur  $T$ , des ohmschen Widerstandswertes  $R$ , der Boltzmann-Konstante  $k_B$ <sup>2</sup> und der Frequenzbandbreite  $\Delta f$ . Die Rauschspannungsdichte ist nach Gleichung 2.16 in Abbildung 2.3 in Abhängigkeit vom Widerstandswert und der Temperatur visualisiert.

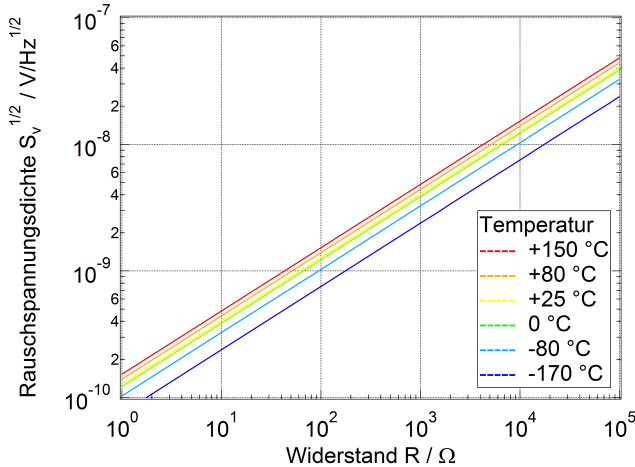


Abbildung 2.3: Berechnung der spektralen Rauschspannungsdichte als Funktion des ohmschen Widerstandes und der Temperatur nach Gleichung 2.16.

<sup>2</sup> $k_B = 1,38064852 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

### Elektrisches Schrotrauschen ( $S_{w,shot}$ )

Das Schrotrauschen [24] tritt an Potentialbarrieren auf und ist bei den hier vorgestellten MR-Sensoren auf den Tunnelprozess bei TMR-Sensoren beschränkt. Es wird durch den diskontinuierlichen Stromfluss durch eine Potentialbarriere erzeugt und ist im Allgemeinen über die elementare Gleichung in 2.18 als spektrale Rauschstromdichte beschreibbar [20].

$$S_{I,shot} = 2 \cdot e \cdot I_{DC} \quad (2.18)$$

Dabei besteht eine Abhängigkeit vom Gleichstrom durch die Barriere  $I_{DC}$  und der elektrischen Ladung  $e$ . Für die Berechnung des Spannungsrauschen  $S_{w,shot}$  ist der Widerstand des Tunnelkontaktes einzubeziehen. In der Literatur ist für die Verwendung der Gleichung 2.18 bei TMR-Elementen ein Korrekturfaktor  $F$  (Fano-Faktor) eingeführt worden, der die theoretische spektrale Rauschleistung mit dem tatsächlich gemessenen Ergebnis  $S_{w,shot,meas}$  in Verbindung bringt [25]. Dieser Faktor darf nicht mit der Rauschzahl verwechselt werden, die üblicherweise mit dem gleichen Buchstaben gekennzeichnet ist. Der Fano-Faktor ergibt sich nach

$$F = \frac{S_{w,shot,meas}}{2 \cdot e \cdot I_{DC}}. \quad (2.19)$$

Die Korrektur der allgemeinen Gleichung 2.18 ist auf die mögliche Kohärenz und die gegebenenfalls vorhandene Abweichung von der Poisson-Verteilungsfunktion zurückzuführen [20].

Häufig wird das Modell des Schrotrauschens um thermische Fluktuationen erweitert. Dazu wird das Schrotrauschen im Allgemeinen zusammen mit dem thermischen Rauschen in einem Modell zusammengefügt [18]. Da das Schrotrauschen bei AMR- und GMR-Sensoren nicht vorhanden ist, werden die Rauschquellen in dieser Ausarbeitung getrennt vom thermischen Rauschen betrachtet und auf das elementare Modell des Schrotrauschens in Gleichung 2.18 beschränkt.

### Magnetisches weißes Rauschen ( $S_{w,magn}$ )

Das weiße magnetische Rauschen ist thermischen Ursprungs und arbeitspunktabhängig. Das Rauschen ist im Arbeitspunkt mit der stärksten Änderung  $dR/dH$  am größten und zeigt eine starke und inverse Abhängigkeit von der Größe der magnetischen Schicht [20]. Der genaue Ursprung bzw. Prozess des Rauschens ist Gegenstand von Forschungsaktivitäten und noch nicht vollständig verstanden. Für die thermischen Fluktuation der Magnetisierung bei TMR-Sensoren sind mehrere Modelle veröffentlicht worden, die in [20] zusammengefasst sind. Eine Theorie identifiziert die thermisch angeregte schnelle Fluktuation bzw. Rotation der Magnetisierung als Ursprung.

### Frequenzabhängige Rauschquellen ( $S_f(f) \sim \frac{1}{f^\alpha}$ )

Frequenzabhängiges Rauschen ist eine vielfach auftretende Rauschcharakteristik, die für MR-Sensoren häufig mit dem Begriff 1/f-Rauschen zusammengefasst wird. Eigentlich handelt es sich bei der Beschreibung um einen  $1/f^\alpha$  ( $\alpha \approx 1$ ) Zusammenhang (Hyperbel-Charakteristik) [26]. Für Rauschspektren wird als Darstellung eine doppelt logarithmische Auftragung der Achsen genutzt und infolgedessen bildet sich das Rauschen in Form einer fallenden Geraden aus, die eine sinkende Rauschleistungsdichte bei steigender Frequenz zeigt (siehe Abb. 2.2). Im Vergleich zum weißen Rauschen handelt es sich bei der Ursache für 1/f-Rauschen um deutlich langsamere Fluktuationen [27]. Diese intrinsischen Fluktuationen der Sensoren können durch langsame, externe Störprozesse wie beispielsweise thermische Driftprozesse oder mechanische Störungen überlagert und dementsprechend gestört sein. Das muss bei der Messung und Analyse beachtet werden.

Die Modellierung der Rauschprozesse ist besonders schwierig, da die Rauschquellen stark von der Herstellung und dem Aufbau abhängig sind [28]. Dadurch enthalten die Modelle häufig einen empirischen Parameter, der in Abhängigkeit von den Messergebnissen ermittelt wird. Dieser Parameter wird häufig für Vergleiche des frequenzabhängigen Rauschens herangezogen. Wichtige Veröffentlichungen dazu wurden von F. N. Hooge verfasst [29, 30].

Die frequenzabhängigen Rauschquellen von MR-Sensoren zeigen im Gegensatz zur Spannungsfluktuation des weißen thermischen Rauschens eine Fluktuation des Widerstandes [18]. Aus diesem Grund ist ein Stromfluss zur Messung der resultierenden spektralen Rauschspannungsdichte notwendig und eine Abhängigkeit von der Stromstärke vorhanden.

Der Ursprung frequenzabhängiger Rauschprozesse ist vielseitig und noch immer Gegenstand von Forschungsaktivitäten. Im Allgemeinen können die frequenzabhängigen Rauschquellen von MR-Sensoren in die folgenden Gruppen eingeteilt werden [20, 28].

### Elektrisches 1/f-Rauschen ( $S_{f,\text{elek}}$ )

Das elektrische 1/f-Rauschen wird an Materialübergängen, Verunreinigungen und Barrieren erzeugt. Die Mobilität der Ladungsträger wird an diesen gestört, die Beweglichkeit ändert sich und fluktuiert [20]. Das kann als eine Fluktuation der Leitfähigkeit oder des elektrischen Widerstandes angesehen werden. In diesem Zusammenhang wird teilweise der Begriff Kontaktrauschen [23] verwendet, der hauptsächlich auf nicht-ideale Materialübergänge bezogen ist. Insgesamt zeigt sich bei diesen Rauschquellen eine Material-, Herstellungs- und Stromabhängigkeit.

Zur Vollständigkeit ist zu erwähnen, dass die Leitfähigkeit von Metallen einer universellen Fluktuation der Leitfähigkeit (UCF, engl. universal conductance fluctuation) unterliegen [31]. Der praktische Nachweis dieser Rauschprozesse ist jedoch auf den Tieftemperaturbereich ( $<100\text{ K}$ ) beschränkt [32, 33]. Aus diesem Grund wird dieser Rauschprozess hier nicht genauer betrachtet.

### Magnetisches $1/f$ -Rauschen ( $S_{f,\text{mag}}$ )

Das magnetische  $1/f$ -Rauschen ist auf die Fluktuation der Magnetisierung der magnetischen Schichten zurückzuführen. Im Allgemeinen kann mikroskopisch von einem sich ständig ändernden Magnetisierungszustand im Material ausgegangen werden, dessen Einfluss sich als Rauschquelle zeigt (metastabile Zustände) [20]. Die Magnetisierung bzw. die magnetischen Domänen der Schichten sind ständig verschiedenen Einflüssen und Wechselwirkungen (Kapitel 2.1.1) ausgesetzt, die je nach Arbeitspunkt für eine Beeinflussung oder eine Neuausrichtung sorgen. Dabei sind einige Domänen, beispielsweise in der Herstellung oder der Geometrie begründet, instabiler als andere und lassen sich somit leichter in der Ausrichtung beeinflussen. Diese Fluktuation der Magnetisierung zeigt unterschiedliche Formen und Charakteristiken, die auf unterschiedliche Prozesse zurückzuführen sind. Das magnetische  $1/f$ -Rauschen ist stark vom magnetischen Material, der Herstellung, dem magnetischen Arbeitspunkt und der Abmessung bzw. der Geometrie abhängig [34].

Zusätzlich wird häufig auf das Barkhausen-Rauschen [34] als spezielle Art von magnetischem Rauschen hingewiesen. Das Barkhausen-Rauschen bezeichnet die sprunghafte Änderung der magnetischen Domäne innerhalb eines Materials bei der Änderung des magnetischen Zustandes. Die Magnetisierung des Materials verfolgt die Charakteristik der Magnetisierungskurve (Kapitel 2.1.1). Dabei ist das Magnetisierungsverhalten nicht gleichmäßig und kontinuierlich. Es kommt zu diskontinuierlichen und sprunghaften Änderungen. Diese scharfen Änderungen der Magnetisierung zwischen den verschiedenen Magnetisierungszuständen, die gerade bei irreversiblen Magnetisierungsprozessen signifikant sind, erzeugen Barkhausen Rauschen [34]. Bei Barkhausen Rauschen wird ein Abfallen der spektralen Rauschleistungsdichte von  $f^{-1,6}$  angegeben [34].

### Random-Telegraph Rauschen (RTN) ( $S_{f,\text{RTN}}$ )

Random-Telegraph Rauschen bezeichnet den aufgrund von Energieminimierung angeregten Sprung zwischen verschiedenen Energieminima [20]. Dadurch wechselt das Zeitsignal des Ausgangs ständig in Form einer nicht deterministischen Folge zwischen zwei Zuständen.



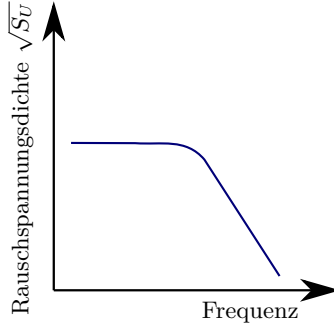


Abbildung 2.4: Doppellogarithmische Darstellung eines Lorentz-Spektrums, das bei MR-Sensoren von Random-Telegraph Rauschprozessen erzeugt wird.

Das daraus erzeugte Leistungsdichtespektrum zeigt ein Lorentz-Spektrum [20] (Abb. 2.4) mit einer charakteristischen bzw. effektiven Frequenz  $f_0$  von

$$S_U^{f, \text{RTN}} = \frac{S_0}{1 + (f/f_0)^2}, \quad (2.20)$$

die aus den Zeitkonstanten der Energieminima bestimmt wird. Die Ursache für diesen Rauschprozess kann magnetischen oder elektrischen Ursprungs sein. Der Rauschprozess zeigt eine Abhängigkeit von dem Schichtaufbau, der Stromstärke, der Temperatur, dem magnetischen Arbeitspunkt und dem magnetischen Stützmagnetfeld [18]. Die Überlagerung von mehreren Random-Telegraph Rauschspektren mit verschiedener charakteristischer Frequenz ergibt eine  $1/f$ -Rauschcharakteristik.

### Überlagerung von Rauschquellen

Die Rauschleistungsdichte von unabhängigen beziehungsweise unkorrelierten Rauschquellen kann zur Ermittlung des Gesamtrauschens addiert werden [23]. Die Rauschspannungsdichte muss quadratisch addiert werden und wird damit zur Rauschleistungsdichte umgeformt.

$$S_{\text{ges}} = S_1 + S_2 + S_3 + \dots \quad (2.21)$$

Falls es zwischen den Rauschquellen Zusammenhänge in der Ursache beziehungsweise Korrelationen gibt, muss die Gleichung um den Korrelationskoeffizienten erweitert werden. Für MR-Sensoren können die vorgestellten Rauschquellen als unkorreliert angesehen werden [20, 35]. Demzufolge wird ein Modell zur Ermittlung der Gesamtrauschleistungsdichte mit den vorher vorgestellten Rauschquellen folgendermaßen aufgebaut.

$$S_{\text{ges}} = S_{f, \text{mag}} + S_{f, \text{elek}} + S_{f, \text{RTN}} + S_{w, \text{shot}} + S_{w, \text{mag}} + S_{w, \text{elek}} \quad (2.22)$$

Dabei ist darauf zu achten, dass die Eingangsgrößen in der Normierung übereinstimmen bzw. in der gleichen Einheit vorhanden sind. Die Umrechnung der spektralen Rauschleistungsdichte in Bezug auf Spannung  $S_V$  bzw.  $S_U$  und magnetischer Flussdichte  $S_B$  kann mit Hilfe der Sensorempfindlichkeit (Gleichung 2.15) erfolgen [28]. Der Index  $w$  weist dabei auf einen frequenzunabhängigen weißen und der Index  $f$  auf einen frequenzabhängigen Rauschprozess hin. Das Modell erweitert sich damit zu

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot (S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}}) + S_U^{\text{f,elek}} + S_U^{\text{f,RTN}} + S_U^{\text{w,shot}} + S_U^{\text{w,elek}}. \quad (2.23)$$

Zusätzlich können in der Analyse die elektrischen Rauschquellen der Messelektronik bzw. des ersten Messverstärkers eingebracht werden. Diese werden hier zurückgestellt und später erläutert (Kapitel 3.6). Das Modell 2.23 kann gegebenenfalls um weitere Rauschprozesse erweitert werden.

### Analyse der verschiedenen Rauschquellen

Zur Analyse der dominanten Rauschquellen ist es erforderlich das Rauschen in unterschiedlichen Umgebungsbedingungen bzw. Arbeitspunkten des Sensors aufzunehmen und die Auswirkungen auf das Rauschen des Sensorausgangs zu analysieren. Dazu werden die Abhängigkeiten und Querempfindlichkeiten des MR-Sensors ausgenutzt. Generell unterscheiden sich diese Abhängigkeiten je nach Sensorart und Sensortyp, allerdings zeigen sich einige Parallelen. AMR-, GMR- und TMR-Sensoren zeigen alle eine Schichtstruktur, die magnetische und elektrisch leitfähige Schichten enthält. Aus diesem Grund weisen alle Eingangsgrößen, die die elektrischen und magnetischen Materialeigenschaften dieser Schichten beeinflussen, eine Abhängigkeit auf das Ausgangssignal auf und bildet damit eine Querempfindlichkeit. Ein Stützmagnetfeld in der magnetischen Achse beeinflusst zum Beispiel die magnetischen Energiebeiträge der magnetischen Schicht und die Temperatur zeigt eine Auswirkung auf die elektrischen und magnetischen Eigenschaften. Beide Querempfindlichkeiten beeinflussen das Sensorverhalten. Aus den in den Datenblättern der verschiedenen Sensoren spezifizierten Abhängigkeiten können folgende Parameter entnommen werden, die zur Variation der Sensorbedingung in Frage kommen und die Möglichkeit zur kontrollierten und reproduzierbaren Variation ermöglichen.

- Sensorversorgung (Spannung/Strom)
- Sensortemperatur
- Magnetischer Arbeitspunkt in der schweren Achse
- Stützmagnetfeld in der leichten Achse
- Sensormagnetisierung

Die aufgezählten Abhängigkeiten können eine Rauschanalyse ermöglichen, in der das intrinsische Sensorrauschen in Arbeitspunkten, die eine Variation dieser Parameter zeigen, untersucht wird. Je nach Sensorart und Sensortyp dominieren verschiedene Rauschquellen. Im Falle von magnetisch dominierenden Rauschquellen können diese Rauschquellen beispielsweise über einen magnetisch unempfindlichen Arbeitspunkt unterdrückt werden [1]. Dadurch lassen sich die magnetischen von den elektrischen Rauschquellen trennen. Die Empfindlichkeit, mit der die magnetischen Rauschquellen als spektrale Rauschspannung wirken, wird minimiert und das Modell des Gesamt rauschens ändert sich von 2.23 zu

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot \left( S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}} \right) + S_U^{\text{f,elek}} + S_U^{\text{f,RTN}} + S_U^{\text{w,shot}} + S_U^{\text{w,elek}}. \quad (2.24)$$

Die Auswirkungen der magnetischen Rauschquellen auf den Ausgang werden infolgedessen unterdrückt. Die in Bezug auf diese Unterdrückung entstehenden Änderungen der Rauschcharakteristik können analysiert werden und weitere Informationen zu den Rauschprozessen liefern. Das magnetische Rauschen kann nicht nur unterdrückt werden, es kann auch angeregt werden. Dazu ist eine Beeinflussung der magnetischen Energiebeiträge (Kapitel 2.1.1) nötig und kann beispielsweise mit einem zusätzlichen magnetischen Stützfeld erreicht werden.

Die elektrischen Rauschquellen lassen sich mit Hilfe einer Variation der Sensorversorgung oder der Sensortemperatur beeinflussen. Die daraufhin entstehenden Änderungen sind aber nicht unbedingt elektrischen Ursprungs. Aus diesem Grund ist die Beeinflussung der elektrischen Rauschquellen komplexer und muss im Zusammenhang mit dem Sensoraufbau und den weiteren Rauschquellen betrachtet werden. Die nach diesem Vorgehen analysierten oder identifizierten Rauschquellen können physikalischen oder herstellungsabhängigen Ursprüngen zugeordnet werden.

## 2.2 AMR-Sensoren

### 2.2.1 Einführung

Der anisotrope magnetoresistive (AMR, engl. anisotropic magnetoresistance) Effekt wurde 1857 von Lord Kelvin<sup>3</sup> [36] entdeckt. Im Laufe der letzten 30 Jahre hat der Effekt für die Magnetfeldsensorik stark an Bedeutung gewonnen. Das ist vor allem der Dünnschichttechnologie und der generellen Technologieentwicklung zu verdanken. Mittlerweile findet diese Sensorart breiten Einsatz in verschiedenen Anwendungsgebieten der Industrie.

Zu Anfang dieses Abschnittes wird der allgemeine AMR-Effekt erklärt. Danach wird die Barber-Pol Technik zur Linearisierung der Sensorkennlinie eingeführt. Die damit verbundenen Einschränkungen in der Handhabung

---

<sup>3</sup>William Thomson (1824 - 1907)

und die Möglichkeiten zur Signalverbesserung mittels Modulationsverfahren werden daraufhin kurz behandelt. Am Ende steht der Einsatz als Sensor im Vordergrund. Dazu wird die allgemein verwendete Anordnung als Vollbrücke erläutert und die für den Sensor geltenden Rauschmechanismen dargestellt.

### 2.2.2 AMR-Effekt

Der anisotrope magnetoresistive (AMR) Effekt beschreibt die Abhängigkeit des spezifischen Widerstandes  $\rho$  eines ferromagnetischen Materials von dem Winkel  $\varphi$  zwischen dem Stromdichtevektor  $\vec{j}$  und dem Magnetisierungsvektor  $\vec{M}$  des Materials (siehe Abb. 2.5). Für Sensoranwendungen wird häufig Permalloy<sup>4</sup> als magnetisches Material eingesetzt. Diese Materialzusammensetzung bietet eine verhältnismäßig große Widerstandsänderung bei kleinen Feldstärken und eine geringe Magnetostriktion [37].

Die physikalische Ursache des AMR-Effektes ist nur quantenmechanisch zu erklären. Die Streuung der Elektronen, die sich parallel zur Magnetisierung  $\rho_{\parallel}$  bewegen, ist größer als die, die sich senkrecht zur Magnetisierung  $\rho_{\perp}$  bewegen. Diese Anisotropie ist auf die Streuung der s- und d-Elektronen und die Spin-Bahn-Wechselwirkung zurückzuführen [10]. Durch die Spin-Bahn-Wechselwirkung wird das äußere Magnetfeld an die Elektronenverteilung gekoppelt und eine Abhängigkeit der Streuung von der Magnetisierungsrichtung stellt sich ein [9]. Für eine genauere Betrachtung der quantenmechanischen Modellierung des AMR-Effektes wird auf [37] verwiesen. Es ergibt sich folgende Beschreibung des spezifischen Widerstandes [34]:

$$\rho(\varphi) = \rho_{\perp} + \Delta\rho \cdot \cos^2 \varphi \quad (2.25)$$

$$\Delta\rho = \rho_{\parallel} - \rho_{\perp} \quad (2.26)$$

Die im Permalloy zu erreichende normierte Widerstandsänderung  $\Delta R/R$  bzw. normierte Änderung des spezifischen Widerstandes  $\Delta\rho/\rho$  (Gleichung 2.26) beträgt etwa 2,5% bei Raumtemperatur und ist auf das Material und den Effekt selbst zurückzuführen. Die Änderung des spezifischen Widerstandes in Abhängigkeit vom Winkel  $\varphi$  ist in Gleichung 2.25 gezeigt. Die Herleitung der Gleichung 2.25 erfolgt über die Minimierung der Energiebeiträge, ist nicht Gegenstand dieser Arbeit und kann in verschiedenen Publikationen [34, 37] eingesehen werden.

Im weiteren Verlauf wird statt des spezifischen Widerstandes  $\rho$  der elektrische Widerstand  $R$  des AMR-Elementes zur Erläuterung verwendet. In Abbildung 2.5 ist zur Verdeutlichung der Funktionsweise die schematische Darstellung eines AMR-Streifens abgebildet. Generell nimmt die interne Magnetisierung des Materials den energetisch günstigsten Zustand

---

<sup>4</sup>Legierung aus einem Nickel-Eisen-Mischverhältnis von etwa 81% Nickel und 19% Eisen.

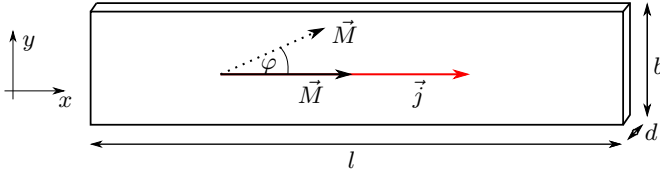


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung des einfachen AMR-Elements in Streifengeometrie.

an. Dieser stellt sich in Abhängigkeit von den in Kapitel 2.1.1 beschriebenen magnetischen Energiebeiträgen ein. Durch die Streifengeometrie<sup>5</sup> dominiert die Formanisotropie und es bildet sich eine magnetische Vorzugsmagnetisierung (ohne äußere Magnetfeldeinflüsse) in der langen Achse des Streifens (x-Achse) aus. Diese Achse wird aus diesem Grund als leichte Achse bezeichnet. Senkrecht zur leichten Achse befindet sich die schwere Achse des AMR-Streifens. Die theoretischen Magnetisierungskennlinien des AMR-Streifens und die magnetische Anisotropie sind in Abbildung 2.6 vereinfacht visualisiert.

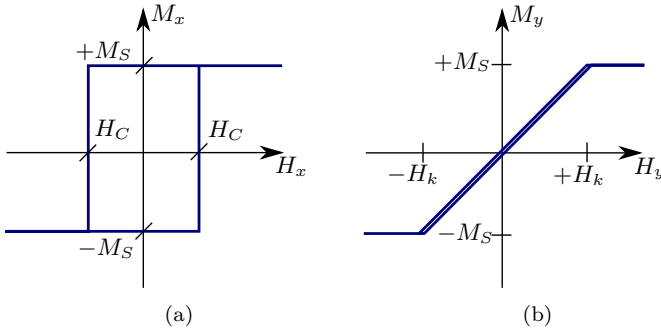


Abbildung 2.6: Theoretische Darstellung der Magnetisierung des AMR-Streifens in magnetisch „leichter“ (a) und „schwerer“ (b) Achse.

In Abbildung 2.6a ist die x-Achse der internen Magnetisierung des Streifens in Abhängigkeit vom äußeren Magnetfeld in der x-Achse gezeigt (leichte Achse). Es sind zwei stabile Richtungen für die Magnetisierung in der leichten Achse vorhanden, die sich je nach Stützfeld und Vorgeschichte des Materials einstellen. Die magnetische Vorzugsrichtung sorgt für die ausgeprägte Hysterese und die Koerzitivfeldstärke  $H_C$  in der leichten Achse. Ist ein äußeres Magnetfeld in der leichten Achse vorhanden, besteht die Möglichkeit, dass die Magnetisierung umklappt und die Richtung wechselt [34].

<sup>5</sup>Formanisotropie, Länge  $l \gg$  Breite  $b \gg$  Dicke  $d$

In der Abbildung 2.6b ist die Magnetisierungskennlinie der schweren Achse gezeigt. Ein externes Magnetfeld  $H_y$  beeinflusst die Ausrichtung der internen Magnetisierung. Mit steigender Magnetfeldstärke steigt die y-Komponente der Magnetisierung bis die Sättigung  $M_S$  ( $H_y > H_k$ ) erreicht ist. Dieser Zustand zeigt die komplette Ausrichtung der Magnetisierung in Richtung der magnetisch schweren Achse an. Dabei steht die Anisotropiefeldstärke  $H_k$  für die effektive Anisotropieenergie, die aus den verschiedenen magnetischen Anisotropiebeiträgen entsteht (Kapitel 2.1.1). Im Magnetisierungsverlauf ist eine leichte Hysterese vorhanden, die im Allgemeinen vernachlässigbar ist.

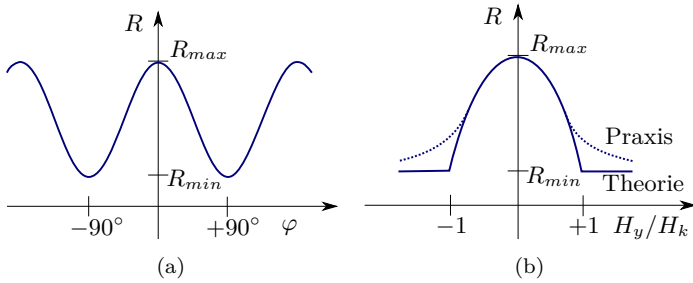


Abbildung 2.7: Widerstandscharakteristik eines AMR-Elementes in Starkfeld- (a) und Schwachfeld-Betrieb (b).

In Abbildung 2.7a ist der Starkfeld-Betrieb<sup>6</sup> der Sensoren dargestellt. Die interne Magnetisierung folgt dabei der Ausrichtung des äußeren Magnetfeldes und es stellt sich in Abhängigkeit von diesem der spezifische Widerstand des Streifen nach Gleichung 2.25 ein.

In Abbildung 2.7b ist die Kennlinie eines AMR-Streifens in Abhängigkeit von einem äußeren Magnetfeld in der schweren Achse gezeigt. Dieser Anwendungsfall wird als Schwachfeld-Betrieb<sup>7</sup> beschrieben. Der Zusammenhang kann mathematisch in einem vereinfachten Modell mit Gleichung 2.27 beschrieben werden (nach [34]). Das theoretische Modell weist zur praktischen Messung der Kennlinie eine Abweichung für relativ hohe Feldstärken  $H_y$  auf.

$$R(H_y) = R_{max} - \Delta R \cdot \left( \frac{H_y}{H_k} \right)^2 \quad \text{für } H_y < H_k \quad (2.27)$$

Die Kennlinie 2.7b im Schwachfeld-Betrieb zeigt für die Verwendung als Sensor mehrere Nachteile. Das nichtlineare Verhalten ist für die Anwendung als Sensor nicht geeignet und sorgt zusätzlich im Nullpunkt für eine verschwindende Empfindlichkeit  $\partial R / \partial H$ . Daneben folgt aus der Symmetrie in der Kennlinie eine Uneindeutigkeit, die keine Richtungserkennung des äußeren Magnetfeldes ermöglicht. Diese Nachteile können durch die

<sup>6</sup>Magnetische Feldstärke des äußeren Feldes »  $H_k$

<sup>7</sup>Magnetische Feldstärke des äußeren Feldes «  $H_k$

Barber-Pol Struktur als Linearisierungsverfahren verbessert werden, die im nächsten Kapitel vorgestellt wird.

Zur Vollständigkeit ist zu erwähnen, dass zusätzlich zum vorgestellten AMR-Effekt ein planarer oder pseudo Hall-Effekt auftritt, der eine magnetfeldabhängige Spannung generiert [14, 34]. Dieser Effekt darf nicht mit dem klassischen Hall-Effekt verwechselt werden und ist auf den transversalen Stromfluss zurückzuführen, der aus der Spin-Bahn-Wechselwirkung entsteht [10]. Der Effekt spielt im Vergleich zum AMR-Effekt eine untergeordnete Rolle und kann für eine hohe Ortsauflösung bzw. Sensoren mit geringen mechanischen Abmessungen angewendet werden [14]. Der planare Hall Effekt wird im weiteren Verlauf der Arbeit nicht berücksichtigt.

### 2.2.3 Linearisierung

Um eine Linearisierung der AMR-Kennlinie zu erreichen, ist eine Vorspannung des Magnetisierungs- oder des Stromvektors auf  $\pm 45^\circ$  notwendig. In diesem Arbeitspunkt wird ohne äußeres Magnetfeld ein lineares Verhalten im Nullpunkt erreicht (siehe Abb. 2.7a). Um diese Vorspannung zu realisieren, gibt es mehrere Möglichkeiten [14]. Im weiteren Verlauf wird nur die Linearisierung mittels Barber-Pol Struktur erläutert, da dies die allgemein verwendete Technik ist. Im Gegensatz zu anderen Verfahren wird bei dieser Technik nicht die Magnetisierung vorgespannt, sondern der Strom. In Abbildung 2.8 ist das vereinfachte Layout und die Kennlinie eines AMR-Einzelementes mit Barber-Pol Struktur gezeigt.

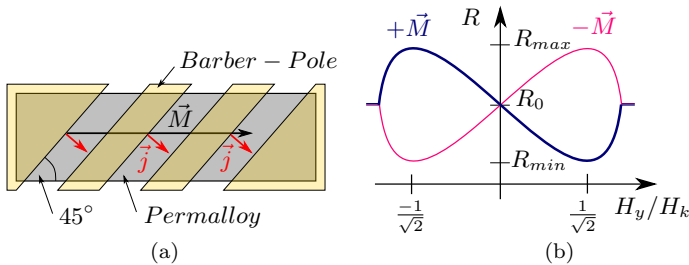


Abbildung 2.8: Schematischer Aufbau (a) und Ausgangscharakteristik (b) eines AMR-Elements mit Barber-Pol Struktur. Die möglichen Magnetisierungsrichtungen in der leichten Achse sind mit  $\pm \vec{M}$  in der Kennlinie gekennzeichnet.

Im Vergleich zum vorigen Aufbau in Abbildung 2.5 ist der magnetische Streifen hier um eine zusätzliche metallische, nicht ferromagnetische Schicht erweitert worden. Dieses Metall wird häufig mittels Sputter- oder Aufdampfverfahren [37] auf die ferromagnetische Schicht aufgebracht. Nachfolgend wird das Material in einzelne Streifen zu je  $\pm 45^\circ$  strukturiert. Für die Barber-Pole ist eine deutlich höhere Leitfähigkeit als Permalloy notwendig. Daher bietet sich beispielsweise Aluminium oder Gold als Ma-

terial an. Das dadurch weitestgehend unveränderte Magnetisierungsverhalten wurde bereits angesprochen und ist in Abbildung 2.8a dargestellt. Der Strom, der im Permalloy und im Barber-Pol Material fließt, verändert im Permalloy die Stromrichtung. Dies wird durch die Äquipotentialflächen verursacht, die aufgrund der Barber-Pole entstehen. Der Stromdichtevektor  $\vec{j}$  ist dadurch im Permalloy in einem effektiven Winkel von etwa  $\pm 45^\circ$  vorgespannt.

Durch die neue Struktur zeigt das Widerstandsverhalten des Streifens eine veränderte Kennlinie (Abb. 2.8b). Der lineare Arbeitsbereich für kleine magnetische Feldstärken ist in Verbindung mit der richtungsabhängigen Empfindlichkeit ein deutlicher Vorteil zur vorigen Kennlinie (Abb. 2.7b). Allerdings ist die Ausgangscharakteristik bei dieser Struktur von der Orientierung der Magnetisierung in der leichten Achse abhängig. Je nachdem welche der beiden stabilen Ausrichtungen der Magnetisierung in der leichten Achse vorliegt, ergeben sich unterschiedliche Kennlinien. Diese sind in Abb. 2.8b mit  $+\vec{M}$  (blau) und  $-\vec{M}$  (rot) gekennzeichnet. Die mathematische Beschreibung der Widerstandsabhängigkeit  $R(H_y)$  des AMR-Streifens mit Barber-Pol Struktur wird mit Hilfe der Gleichung 2.28 ermöglicht (nach [34]).

$$R(H_y) = R_0 \pm \Delta R \cdot \frac{H_y}{H_k} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_k}\right)^2} \quad \text{für } H_y < H_k \quad (2.28)$$

### 2.2.4 Sensoraufbau

Die Barber-Pol Struktur ist bereits ein wichtiger Schritt für die Anwendung als Sensor. Allerdings bereitet die große Temperaturabhängigkeit und die Handhabung der Einzelelemente Probleme für die direkte Verwendung [14]. Aus diesem Grund werden im Allgemeinen mehrere Einzelelemente zu einer Vollbrücke angeordnet. Dazu werden mindestens vier Einzelelemente zu einer Brücke zusammengeschaltet und in einem Brückenweig unterschiedlich vorgespannt. Die entgegengesetzte Vorspannung wird mit Hilfe einer gegensinnigen Orientierung der Barber-Pol Streifen erreicht ( $\pm 45^\circ$ ). Die Ausrichtung der Elemente in der Vollbrücke ist in Abb. 2.9a dargestellt.

Die Vollbrücke bewirkt eine deutliche Unterdrückung des Ausgangssignals bei symmetrischen Signaländerungen, wie beispielsweise Temperaturänderungen. Gleichzeitig wird das Ausgangssignal für homogene Magnetfelder erhöht, da diese aufgrund der unterschiedlichen Vorspannung zu einem entgegengesetzten Signal in den AMR-Elementen führen. Das Ausgangssignal  $U_d$  der Brücke kann in Abhängigkeit vom äußeren Magnetfeld und der Versorgungsspannung  $U_0$  mit Gleichung 2.29 (nach [34]) beschrieben werden.

$$\frac{U_d}{U_0} = \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{H_y}{H_k} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_k}\right)^2} \quad \text{für } H_y < H_k \quad (2.29)$$



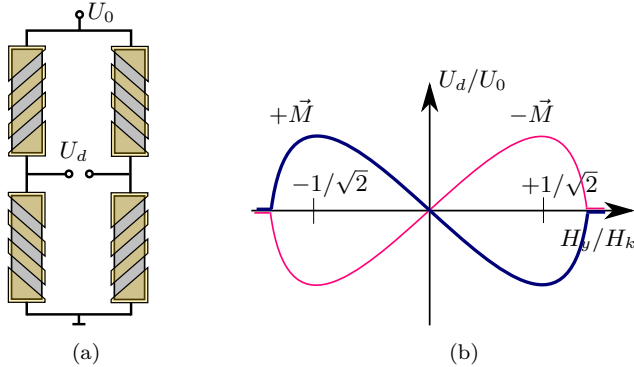


Abbildung 2.9: Schematischer Aufbau (a) und theoretische Ausgangscharakteristik (b) einer Vollbrücke mit AMR-Elementen. Die möglichen Magnetisierungsrichtungen in der leichten Achse sind mit  $\pm\vec{M}$  gekennzeichnet.

Der mathematische Zusammenhang wird durch die Kennlinie in Abbildung 2.9b visualisiert. Die jeweils aktive Kennlinie stellt sich in Abhängigkeit von der Magnetisierungsrichtung der Einzelelemente ein. Um in der Praxis die Ausgangscharakteristik zu stabilisieren und ein Umklappen bzw. „Flippen“ der Kennlinie zu vermeiden, können bei einigen Sensoren Stützfelder in der leichten Achse eingesetzt werden [37]. Diese beeinflussen allerdings das Anisotropieverhalten der Elemente und verringern die Empfindlichkeit des Sensors. Alternativ kann die Magnetisierungsrichtung der Elemente eingestellt und damit die Magnetisierung neu gesetzt werden. Dazu sind sehr starke Magnetfelder in der leichten Achse notwendig, die über externe Ströme in einer im Sensor integrierten Flipsplee eingepreßt werden können.

Zusätzlich zum anfänglichen Setzen der Magnetisierung kann das Ummagnetisieren bzw. das sogenannte Flippen zur Modulation des Sensorausgangs genutzt werden [37]. Dazu wird die interne Magnetisierung periodisch in der leichten Achse umgekehrt. Die aufgrund vom äußeren Magnetfeld erzeugte Ausgangsspannung wird dadurch auf die Modulations- und Flipfrequenz verschoben. Der unbeeinflusste Sensoroffset und die damit in Verbindung stehende Drift des Sensorausgangs ist nicht in der Frequenz verschoben und kann durch eine geeignete Filterung entfernt werden. Eine spätere Demodulation und zusätzliche Filterung des Signals erzeugt ein offsetunterdrücktes Messsignal. Diese Technik ermöglicht die Unterdrückung des Offsets und der Offsetdrift des Sensors. Gerade die Offsetdrift ist ein großes Problem, das in genauen Messanwendungen eine signifikante Messunsicherheit verursachen kann. Weitere Informationen zu den Modulationsverfahren können der Literatur [37] entnommen werden.

### 2.2.5 Rauschen

In Kapitel 2.1.3 ist bereits eine allgemeine Einführung zu den Rauschquellen von MR-Sensoren enthalten. In diesem Kapitel werden die bereits vorgestellten Rauschquellen genauer behandelt und mit dem Sensoraufbau von AMR-Sensoren in Verbindung gebracht. Zu Anfang bietet sich dazu eine Wiederholung des bereits vorgestellten Modells des Brückenausgangs von AMR-Sensoren an (Gleichung 2.29). Prinzipiell kann eine Fluktuation der Ausgangsspannung, die sich als Rauschen zeigt, auf eine Fluktuation der im Modell (Gleichung 2.29) enthaltenen Eingangsparameter zurückgeführt werden. Ein Rauschen, das sich durch eine AC-Anregung der Eingangsgrößen vorstellen und modulieren lässt, könnte beispielsweise auf den Eingangsparameter  $R_0$  wirken, das Widerstandsrauschen bzw. Nyquist-Rauschen modellieren und über das Modell den Ausgang entsprechend aussteuern. Analog könnte eine Fluktuation der Magnetisierung oder Anisotropiefeldstärke  $H_k$  zu einer magnetischen Rauschquelle am Ausgang führen. Mit diesem Ansatz können durch eine Betrachtung des Modells einige für das Ausgangsrauschen verantwortliche Ursachen direkt identifiziert werden und mit den Rauschquellen in Kapitel 2.1.3 verglichen werden. Dabei ist zu erwähnen, dass es sich bei Gleichung 2.29 um ein vereinfachtes Modell handelt. Im Modell ist beispielsweise nur ein eingeschränkter Magnetisierungsprozess implementiert. Querempfindlichkeiten<sup>8</sup> wie beispielsweise die Temperaturabhängigkeit sind zusätzlich nicht modelliert.

In Kapitel 2.1.3 wurde bereits ein allgemeines Rauschmodell für MR-Sensoren erläutert. Das vorgestellte Modell kann für AMR-Sensoren zu Gleichung 2.30 vereinfacht werden.

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot (S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}}) + S_U^{\text{f,elek}} + \cancel{S_U^{\text{f,RTN}}} + \cancel{S_U^{\text{w,shot}}} + S_U^{\text{w,elek}} \quad (2.30)$$

Dazu wurde die Gleichung um die Rauschquellen des Schrot-Rauschens und des RTN-Rauschens reduziert. Das Schrot-Rauschen ist aufgrund einer fehlenden Energiebarriere nicht vorhanden. Im Gegensatz dazu ist das RTN-Rauschen prinzipiell möglich, allerdings ist ein Lorentz-Spektrum, das durch das RTN-Rauschen erzeugt wird, bei AMR-Sensoren im Allgemeinen nicht präsent.

Eine Möglichkeit zur Identifikation der dominierenden Rauschquellen von AMR-Sensoren ist die Analyse der Rauschcharakteristik in verschiedenen Arbeitspunkten bzw. unter verschiedenen Sensorbedingungen. Dazu wird ein Stützmagnetfeld in der schweren und empfindlichen Achse des Sensors erzeugt und in Abhängigkeit davon das Rauschen charakterisiert.

Die AMR-Kennlinie und die wichtigen Arbeitspunkte zur Analyse sind in Abbildung 2.10 gezeigt. Die Sensorempfindlichkeit ist im Rauschmodell enthalten und kann sich je nach Arbeitspunkt ändern. Infolgedessen kommt es bei magnetisch dominierenden Rauschquellen zu unterschied-

---

<sup>8</sup>Unerwünschte Abhängigkeit oder Empfindlichkeit des Ausgangs auf Eingangsgrößen wie beispielsweise Temperatur oder Stützfeder.

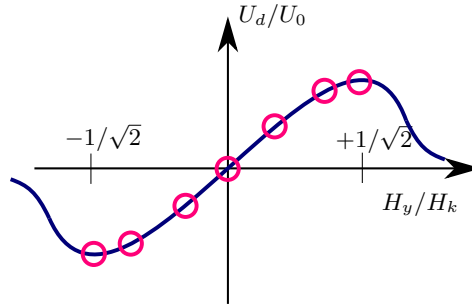


Abbildung 2.10: Schmatische AMR-Kennlinie inklusive der für die Rauschanalyse interessanten Arbeitspunkte (rote Kreise) in der schweren magnetischen Achse.

lichen Rauschbeiträgen. Ein elektrisch dominierter Rauschprozess zeigt keinen signifikanten Einfluss vom magnetischen Arbeitspunkt.

Es wurde ebenfalls angesprochen, dass die magnetischen Rauschquellen von den magnetischen Energiebeiträgen abhängig sind. Eine Beeinflussung der magnetischen Anisotropieenergie  $H_k$  in der leichten Achse verbessert oder verschlechtert die Stabilität der Magnetisierung bzw. der magnetischen Domänen. Dazu kann ein magnetisches Stützfeld in die leichte Achse der Sensormagnetisierung angelegt werden. Diese Technik ermöglicht ebenfalls eine Aussage über die Stabilität der Magnetisierung des Sensors.

Die Analyse des Rauschens bei verschiedenen Temperaturen ist ein weiterer Schritt zur Identifikation der Rauschquellen von AMR-Sensoren. Allerdings sind die systematischen Zusammenhänge komplizierter. Die Temperaturabhängigkeit der allgemeinen Sensoreigenschaften, wie die Empfindlichkeit, ist spezifiziert. Prinzipiell zeigen allerdings alle Rauschquellen eine Temperaturabhängigkeit. Die Schwierigkeit besteht in der Identifikation der Temperaturabhängigkeit. Im weißen Bereich ist es dazu von Vorteil, dass die Temperaturabhängigkeit des Nyquist-Rauschens bekannt ist (Gleichung 2.16). Im Vergleich dazu ist die Identifikation beim 1/f-Rauschen schwieriger. Aus diesem Grunde bietet sich eine Unterdrückung der magnetischen Rauschquellen an. Dadurch kann der Temperatureinfluss auf die elektrischen Rauschquellen und zusätzlich der Temperatureinfluss auf die elektrischen und die magnetischen Rauschquellen abwechselnd analysiert werden. Die charakterisierten Veränderungen können auf die bekannten Temperaturabhängigkeiten angewendet werden und so eine Identifikation der Rauschquellen ermöglichen.

## 2.3 GMR- und TMR-Sensoren

### 2.3.1 Einführung

Die technische Entwicklung in der Industrie fordert ständig verbesserte Sensoren und neue Sensorkonzepte. Aus diesem Grund wurden die relativ neuartigen GMR- und TMR-Sensoren bereits wenige Jahre nach ihrer Entdeckung in den 80er Jahren in Serie produziert und sind in speziellen Anwendungen (z. B. Festplatten-Leseköpfe) dominierend. Die im Vergleich zu AMR-Sensoren verbesserten Spezifikationen in Bezug auf Widerstandsänderung, Widerstandsgröße und Abmessung machen GMR- und TMR-Elemente für viele weitere Einsatzgebiete interessant.

Der erste breite industrielle Einsatz von GMR-Sensoren hat in Leseköpfen von Festplatten stattgefunden. Danach wurde der GMR-Effekt auch in weitere Anwendungsgebiete und in der allgemeinen Magnetfeldsensorik eingesetzt. Die fortschreitende Technologieentwicklung der letzten Jahre ermöglicht mittlerweile selbst die deutlich anspruchsvolle Herstellung von TMR-Sensoren in Serie. Die sehr dünnen und definierten isolierenden Schichten waren lange Zeit bzw. sind weiterhin eine schwierige technologische Herausforderung. Jedoch ist zu erwarten, dass die Optimierung und Weiterentwicklung in den nächsten Jahren zu besseren MR-Sensoren führt, die den Anwendungsbereich erweitern werden.

Zu Anfang dieses Kapitels wird der GMR-Effekt erklärt. Darauf folgt die Einführung des TMR-Effektes. Für die Anwendung als Sensor können beide Effekte in einer Spin-Ventil Struktur verwendet werden, die eine Linearisierung der Ausgangscharakteristik ermöglicht. Zum Schluss dieses Kapitels wird die Anwendung als Sensor in einer Brückenstruktur erläutert und mit den geltenden Rauschmechanismen abgeschlossen.

### 2.3.2 GMR-Effekt

Der GMR-Effekt (GMR, engl. giant magnetoresistance) ist ein magnetoresistiver Effekt, der Widerstandsänderungen von etwa 15% besitzt [14]. Der GMR-Effekt wurde von P. Grünberg und A. Fert unabhängig voneinander im Jahre 1988 entdeckt [38, 39]. Beide sind für die Entdeckung im Jahr 2007 mit dem Nobelpreis in Physik ausgezeichnet worden.

Der GMR-Effekt ist ein Grenzflächeneffekt, der in Schichtstapeln aus magnetischen (FM) und nicht-magnetischen (NM) Materialien auftritt (Abb. 2.11a). Befindet sich bei Mehrschichtsystemen eine dünne elektrisch leitfähige und nicht-ferromagnetische Schicht, wie Kupfer, von wenigen Nanometern zwischen zwei magnetischen dünnen Schichten, hängt die Ausrichtungen der Magnetisierungsrichtungen zueinander von der Dicke der nicht ferromagnetischen Zwischenschicht ab. Diese Wechselwirkung ist in der Zwischenschichtkopplung (RKKY-Kopplung [40]) begründet [9] und in der Abbildung 2.11b illustriert. Die Abbildung stellt die Abhängigkeit der Kopplungsstärke und den Wechsel der magnetischen Kopplungsart in Abhängigkeit von der Schichtdicke dar. In der Anwendung als Sensor in einer Multischichtstruktur wird eine antiferromagnetische Kopplung der Magnetisierungen über die Schichtdicke eingestellt.

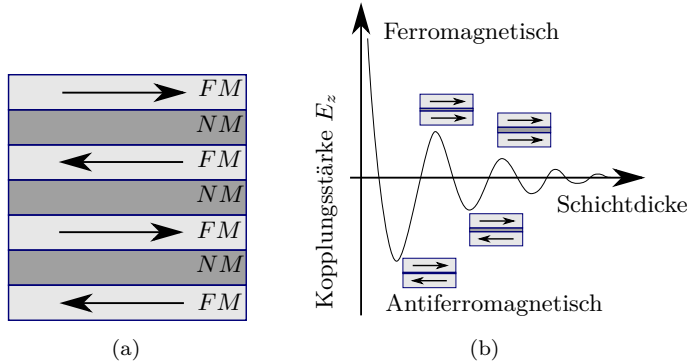


Abbildung 2.11: GMR-Element als Multischichtstapel mit antiferromagnetischer Kopplung (a) und die Zwischenschichtkopplung in Abhängigkeit von der Schichtdicke (b).

Die Energie äußerer Magnetfelder kann die Magnetisierungsrichtungen der ferromagnetischen Schichten beeinflussen und die relative Ausrichtung zueinander ändern. Die relative Ausrichtung der Magnetisierungen zueinander beeinflusst die Streuung der Ladungsträger und den Widerstand des Elements. Dabei findet der Stromfluss im Allgemeinen in der Schichtebene (CIP, engl. current in plane) statt, obwohl der Stromfluss senkrecht zur Schichtebene (CPP, engl. current perpendicular to plane) einen größeren GMR-Effekt zeigt [9]. Durch die lange mittlere freie Weglänge im Verhältnis zur nicht-magnetischen Schichtdicke kommt es allerdings auch bei CIP zu einem ständigen Streuprozess an den Grenzflächen.

Der maximale Widerstand wird bei einer antiparallelen Ausrichtung  $R_{AP}$  der Magnetisierungen zueinander erreicht und ist bei einer parallelen Ausrichtung  $R_P$  minimal. Die Widerstandscharakteristik in Abhängigkeit von der äußeren magnetischen Feldstärke ist in Abbildung 2.12 gezeigt.

Für die Funktionsweise des GMR-Effektes ist die spinabhängige Streuung an den Grenzflächen verantwortlich [14]. Durch die spontane Magnetisierung der Schichten, aufgrund der Austauschwechselwirkung, entsteht eine Spinpolarisation bzw. ein Unterschied in der Zustandsdichte für die Spinausrichtungen. Die Streuung der Ladungsträger ist proportional zur spinabhängigen Zustandsdichte an der Fermi-Energie und eine spinabhängige Streuung erfolgt [41]. Für weitere Informationen wird auf [37] verwiesen.

Der GMR-Effekt kann als Multischicht-Struktur (Abb. 2.11a) oder als Spin-Ventil Struktur (Kapitel 2.3.4) ausgelegt und industriell genutzt werden.

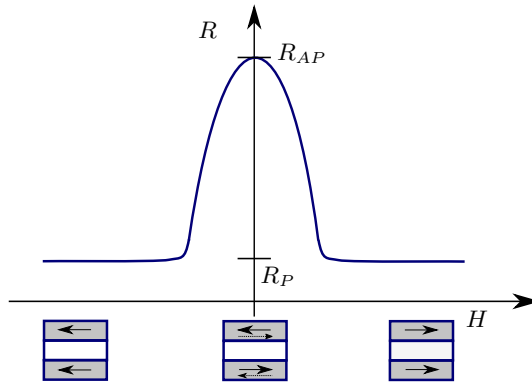


Abbildung 2.12: Kennlinie eines GMR-Elementes in Multischicht-Struktur und die Visualisierung der entsprechenden Ausrichtungen der Magnetisierungen. Im Nullfeld sind die Schichten antiferromagnetisch gekoppelt. Bei hohen Feldstärken sind diese über die Zeeman-Energie parallel zum Feld ausgerichtet, der Widerstand ist minimal.

### 2.3.3 TMR-Effekt

Der TMR-Effekt (TMR, engl. tunnel magnetoresistance) beschreibt die Widerstandsabhängigkeit eines magnetischen Tunnелеlementes (MTJ, engl. magnetic tunnel junction) in Abhängigkeit von einem äußeren Magnetfeld. Der TMR-Effekt wurde im Jahre 1975 im Tieftemperaturbereich (unter 4,2 K) von M. Jullière entdeckt [42]. Zu dieser Zeit fand der Effekt aufgrund der geringen Widerstandsänderung und der tiefen Temperatur wenig Beachtung. Im Jahre 1994 wurde ein bedeutender TMR-Effekt von 18 % bei Raumtemperatur von T. Miyazaki entdeckt [43] und erzeugte daraufhin ein großes Interesse. Im Jahr 2008 ist ein TMR-Effekt mit einer Widerstandsänderungen von über 600 % bei Raumtemperatur realisiert und veröffentlicht worden [44].

Im Gegensatz zum GMR-Effekt ist die Ursache des TMR-Effektes nicht in den spinabhängigen Streuprozessen begründet, sondern im spinabhängigen Tunnelprozess [41]. Dieser Tunnelprozess findet an einer sehr dünnen Isolatorschicht (etwa 1 nm) als Tunnelbarriere statt, die von zwei ferromagnetischen Schichten umgeben ist. Eine schematische Darstellung dieser vereinfachten Schichtstruktur ist in Abbildung 2.13 gezeigt.

Als Material für die Tunnelbarriere wurde lange amorphes Aluminiumoxid  $Al_2O_3$  verwendet. Spätere Forschungsergebnisse zeigten, dass durch den Einsatz von kristallinem Magnesiumoxid  $MgO$  als Tunnelbarriere ein deutlich vergrößerter TMR-Effekt erzeugt werden kann [45].

Der insgesamt beim Tunnelprozess entstehende Tunnelstrom hängt von der Ausrichtung der Magnetisierungen der beiden ferromagnetischen Schichten zueinander ab. Bei einer parallelen Ausrichtung ist die Tunnelwahrscheinlichkeit maximal und dementsprechend der Widerstand des Ele-

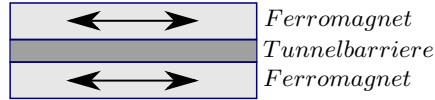


Abbildung 2.13: Schematische Darstellung des einfachen TMR-Schichtstapels. Eine dünne isolierende Schicht befindet sich zwischen zwei ferromagnetischen Schichten.

mentes minimal. Die antiparallele Ausrichtung führt zu einer minimalen Tunnelwahrscheinlichkeit und deshalb zu einem maximalen Widerstand [37].

Die physikalische Ursache des TMR-Effektes ist in der Spinpolarisation  $P$  und der Spinabhängigkeit der Zustandsdichten der Elektronen an der Fermi-Energie begründet. Diese Verschiebung der Zustandsdichten ergibt sich aus der Magnetisierung und ist auf die Austauschwechselwirkung zurückzuführen.

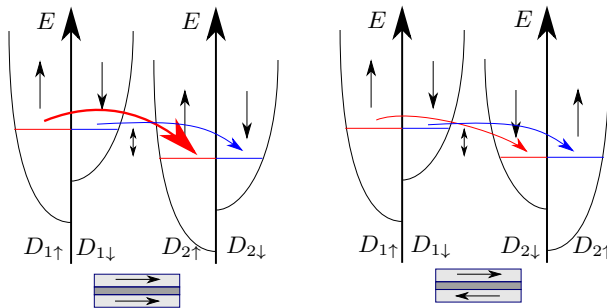


Abbildung 2.14: Darstellung der Bandstruktur zur Erklärung der Spinpolarisation und des Tunnelstromes in Abhängigkeit von den Ausrichtungen der Magnetisierung. Die Austauschwechselwirkung führt zur spinabhängigen Zustandsdichte an der Fermi-Energie. Bei einer parallelen Ausrichtung der Magnetisierung kommt es anschaulich zu einer Übereinstimmung von der Anzahl der besetzten und der freien Zustände an der Fermi-Energie. Dadurch entsteht ein größerer Stromfluss, der von Majoritätsladungsträger dominiert ist, als bei einer antiparallelen Ausrichtung der Magnetisierung.

Die Spinpolarisation kann mit Hilfe einer vereinfachten Darstellung der Bandstruktur in Abbildung 2.14 erläutert werden. Die Tunnelwahrscheinlichkeit bzw. der Tunnelstrom ist proportional zur Anzahl der besetzten Zustände an der Fermi-Energie der ersten Schicht und der Anzahl der freien Zustände in der zweiten Schicht der jeweiligen Spin-Ausrichtung. Für eine parallele Ausrichtung der Magnetisierung passen die Zustände anschaulich ausgedrückt zusammen und der entstehende Tunnelstrom ist größer als bei antiparalleler Ausrichtung (Abb. 2.14). Der Stromfluss wird

bei einer parallelen Ausrichtung von den Ladungsträgern mit Majoritäts-Spin dominiert und ist durch den verbreiterten roten Pfeil in Abbildung 2.14 gekennzeichnet. Die Definition der Spinpolarisation aus den Zustandsdichten  $D$  an der Fermi-Energie  $E_F$  entspricht [46]:

$$P = \frac{D_{\uparrow}(E_F) - D_{\downarrow}(E_F)}{D_{\uparrow}(E_F) + D_{\downarrow}(E_F)}. \quad (2.31)$$

Dabei ist mit einem Pfeil  $\uparrow$  der Elektronen-Spin (Majoritäts-Spin) parallel und bei  $\downarrow$  (Minoritäts-Spin) antiparallel zur Magnetisierung ausgerichtet. Dieser Zusammenhang kann mit Hilfe des vereinfachten Modells von Jullière [42] auf eine Widerstandsänderung bezogen werden (nach [47]).

$$\frac{\Delta R}{R_P} = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P} = \frac{2 \cdot P_1 \cdot P_2}{1 - P_1 \cdot P_2} \quad (2.32)$$

Eine vollständige Spinpolarisation beider magnetischen Schichten ( $P_1 = 1, P_2 = 1$ ) würde zu einem sehr hohen TMR-Effekt führen und stellt den angestrebten Zustand dar, der noch nicht erreicht wurde. Für die Anwendung werden TMR-Elemente in einer Spin-Ventil Struktur aufgebaut, die im nächsten Kapitel erläutert ist.

### 2.3.4 Spin-Ventil Struktur und Sensoraufbau

Lineare GMR- und TMR-Sensoren sind im Allgemeinen als Spin-Ventil (engl. spin-valve) Struktur [48] aufgebaut. Der Hauptunterschied in der Spin-Ventil Struktur von GMR- und TMR-Sensoren bezieht sich auf die Zwischenschicht und die Stromrichtung. Als Zwischenschicht wird bei GMR-Sensoren ein nicht-ferromagnetisches und leitfähiges Material, z. B. Kupfer, verwendet, wohingegen bei TMR-Sensoren ein Isolator, wie Aluminiumoxid oder Magnesiumoxid, eingesetzt wird. Über diesen Isolator tunneln die Ladungsträger und es fließt ein Tunnelstrom senkrecht zur Schichtebene. Dagegen findet der Stromfluss bei GMR-Sensoren im Allgemeinen parallel zur Schichtebene (CIP, engl. current in plane) statt. Allerdings ermöglicht der GMR-Effekt prinzipiell auch einen Stromfluss senkrecht zur Schichtebene (CPP, engl. current perpendicular to plane).

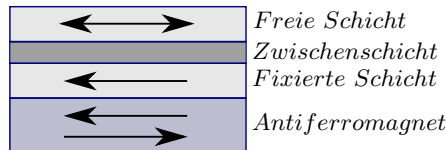


Abbildung 2.15: Theoretische Darstellung der einfachen Spin-Ventil Struktur. Die Fixierung der unteren Magnetisierung kann mit Hilfe verschiedener Techniken ausgeführt werden. In der Abbildung ist dazu die Verwendung eines Antiferromagneten dargestellt.



Der GMR- und der TMR-Effekt zeigen beide eine elektrische Widerstandsabhängigkeit, die von der relativen Ausrichtung der Magnetisierungsrichtungen zueinander abhängt. Dementsprechend ist die Beeinflussung der Magnetisierung von einer magnetischen Schicht (magnetisch freie Schicht), während die Magnetisierung der zweiten magnetischen Schicht (magnetisch fixierte Schicht) gepinnt ist, sinnvoll. Diese Technik wird als Spin-Ventil bezeichnet. Der schematische Aufbau einer vereinfachten Spin-Ventil Struktur ist in Abbildung 2.15 gezeigt. Ohne ein äußeres Magnetfeld ist eine senkrechte Ausrichtung der Magnetisierung in der Ebene der freien Schicht zur fixierten Schicht als Arbeitspunkt anzustreben. Ein angelegtes äußeres Magnetfeld kann, in einem bestimmten Arbeitsbereich, lediglich die freie magnetische Schicht beeinflussen und zu einer Widerstandsänderung führen (Abb. 2.16). Die Fixierung der gepinnten magnetischen Schicht kann mit Hilfe von verschiedenen Verfahren erfolgen.

### Pseudo Spin-Ventil

Die pseudo Spin-Ventil Struktur verwendet keinen Antiferromagneten zur Fixierung der gepinnten Schicht. Bei dieser Struktur wird die Koerzitivfeldstärke der beiden ferromagnetischen Schichten unterschiedlich eingestellt. Diese Eigenschaft kann über verschiedene Schichtdicken oder unterschiedliche Materialien erreicht werden [37]. Dadurch ist die magnetisch freie Schicht magnetisch weich und die magnetisch fixierte Schicht magnetisch hart ausgelegt. Dieser Ansatz ist aus Sicht der Herstellung einfacher zu realisieren und wird in der Forschung häufig verwendet. Die pseudo Spin-Ventil Struktur besitzt eine charakteristische Kennlinie, die eine starke Hysterese zeigt.

### Antiferromagnet

Die fixierte magnetische Schicht eines Spin-Ventil Elementes kann mit der Austausch-Anisotropie (Kapitel 2.1.1) in eine Vorzugsrichtung gepinnt werden. Dazu wird eine antiferromagnetische Schicht im Schichtaufbau an die zu fixierende Schicht eingefügt (Abb. 2.15) und ein zusätzliches Austausch-Verschiebungsfeld wirkt auf die ferromagnetische Schicht und beeinflusst das Magnetisierungsverhalten (engl. exchange bias) [9].

### Künstlicher Antiferromagnet

Der Schichtaufbau eines Spin-Ventils mit einem künstlichen Antiferromagneten stellt eine Weiterentwicklung zu der direkten Kopplung an einen Antiferromagneten dar. Die Struktur wird um zusätzliche ferromagnetische und nicht-ferromagnetische Schichten erweitert. Die magnetisch fixierte Schicht wird mit Hilfe der Zwischenschichtkopplung an die mit der Austauschanisotropie gekoppelte Schicht angebunden und in der Ausrichtung antiparallel eingestellt [37], [49]. Dadurch wird das magnetische Streufeld verringert und eine Verbesserung der Sensorcharakteristik erlangt [50].

Eine hinsichtlich der magnetischen Energien (Formanisotropie, Austauschenergie, etc.) optimierte Spin-Ventil Struktur besitzt eine lineare und asymmetrische Kennlinie, die der schematischen Charakteristik aus Abbildung 2.16 entspricht.

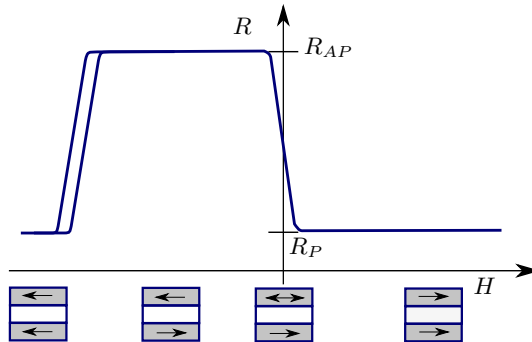


Abbildung 2.16: Schematische Kennlinie einer magnetisch optimierten Spin-Ventil Struktur und die zugehörige Ausrichtung der magnetischen Schichten in den jeweiligen Feldbereichen.

Bei einer geringen äußeren magnetischen Feldstärke liegt der Arbeitsbereich der Kennlinie im linearen Bereich und es ergibt sich eine weitestgehend senkrechte Ausrichtung der Magnetisierungen zueinander. Die Energie einer äußeren magnetischen Feldstärke beeinflusst die Ausrichtung der Magnetisierung der freien Schicht. Dadurch ändert sich der elektrische Widerstand des GMR- bzw. TMR-Elementes. Für große magnetische Feldstärken entgegengesetzt zur Magnetisierungsrichtung der magnetisch fixierten Schicht kann die fixierte Schicht in der Ausrichtung gestört sein. Das hat eine parallele Ausrichtung und ein steiles Abfallen der Kennlinie zur Folge.

Zur Anwendung und zur Verbesserung der Ausgangscharakteristik werden GMR- und TMR-Elemente in Brückenstrukturen aufgebaut. Dazu ist ein entgegengesetztes Verhalten der diagonalen Brückenelemente erforderlich, das über unterschiedliche Vorzugsrichtungen der Magnetisierung eingestellt werden kann. In der Herstellung ist die entgegengesetzte Vorspannung der Elemente im Allgemeinen schwer umzusetzen. Stattdessen wird eine Schirmung entgegengesetzter Sensorelemente mit weichmagnetischen dünnen Schichten ausgeführt [51] (siehe Abb. 2.17a). Dadurch werden ebenfalls einige Vorteile der Brückenstruktur, wie z. Bsp. die Unterdrückung der Temperaturabhängigkeit, erzielt. Zusätzlich können die weichmagnetischen Schichten als Flusskonzentratoren für die aktiven Sensorelemente genutzt werden. Dadurch ergibt sich eine erhöhte Empfindlichkeit und eine mögliche Richtungsabhängigkeit [37, 52].

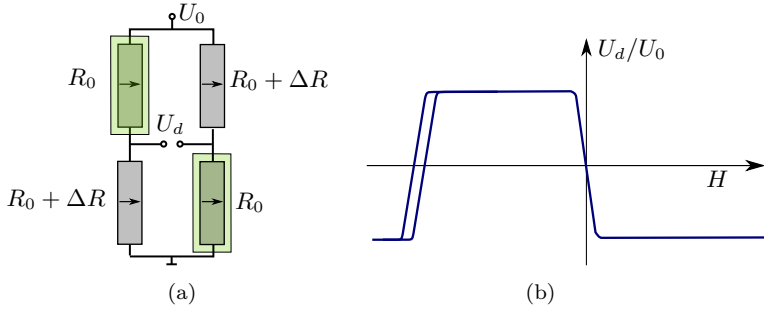


Abbildung 2.17: Typischer Aufbau einer Messbrücke für Sensoren aus aktiven und abgeschirmten Spin-Ventil Elementen (a) und die daraus entstehende Ausgangskennlinie der Brücke (b).

### 2.3.5 Rauschen

In Kapitel 2.1.3 ist bereits eine allgemeine Einführung zu den Rauschquellen von MR-Sensoren enthalten. Die Rauschcharakteristik von GMR- und TMR-Sensoren unterscheidet sich deutlich von AMR-Sensoren. Die GMR- und TMR-Sensoren zeigen ein stark erhöhtes  $1/f$ -Rauschen, das aus elektrischen und magnetischen Rauschquellen besteht. Zusätzlich wirken kompliziertere Rauschprozesse, die je nach Frequenzbereich unterschiedliche Quellen besitzen können. So führen beispielsweise Random-Telegraph-Rauschprozesse zu Lorentz-Spektren, die sich mit den weiteren Rauschquellen überlagern. Diese Lorentz-Spektren zeigen eine starke Abhängigkeit vom Arbeitspunkt und variieren in Frequenzbereich und Ausprägung.

Weiterhin ist die generelle Arbeitspunktabhängigkeit der Rauschquellen bei GMR- und TMR-Sensoren stärker ausgeprägt. Beispielsweise zeigen Spin-Ventil Strukturen in paralleler und antiparalleler Ausrichtung unterschiedliche Rauschprozesse [18, 53]. Damit wird verdeutlicht, dass die Analyse der Rauschquellen deutlich komplizierter ist. Allgemeine Aussagen zur Rauschanalyse sind schwieriger und die Analyse der Rauschquellen muss auf den speziellen Sensortyp angepasst werden.

Das bereits in Kapitel 2.1.3 vorgestellte Modell 2.23 zur Analyse der Rauschquellen kann trotzdem im zugrundeliegenden Arbeitspunkt des Sensors angewendet werden und ist in Gleichung 2.33 wiederholt aufgeführt. Allerdings ist die Rauschcharakteristik im ermittelten Frequenzbereich im Allgemeinen durch die frequenzabhängigen Rauschprozesse dominiert und ist dementsprechend bei der Analyse auf diese beschränkt.

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot (S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}}) + S_U^{\text{f,elek}} + S_U^{\text{f,RTN}} + S_U^{\text{w,shot}} + S_U^{\text{w,elek}} \quad (2.33)$$

Die Unterdrückung des magnetischen Rauschens in magnetisch unabhängigen Arbeitspunkten (siehe Kapitel 2.1.3) ist für GMR- und TMR-Sensoren ebenfalls anwendbar. Generell sind elektrische Rauschquellen nicht vom magnetischen Arbeitspunkt abhängig [1]. Allerdings sind dabei die verschiedenen Charakteristiken der Kennlinien zu beachten. Insgesamt ist es ratsam und notwendig, die Analyse des Rauschens in verschiedenen Arbeitspunkten in Kombination mit Informationen zum Aufbau, zur Herstellung und den magnetischen Energiebeiträgen der Sensoren durchzuführen. Jedoch ist zu beachten, dass das Ausgangssignal von Brückensensoren durch das Gesamttrauschen aller Brückenelemente bestimmt ist. Da GMR- und TMR-Sensoren im Allgemeinen aus aktiven und inaktiven Brückenelementen bestehen, lassen sich durch äußere magnetische Feldstärken lediglich die aktiven Sensorelemente im Arbeitspunkt verändern. Die inaktiven Brückenelemente verbleiben im ursprünglichen Arbeitspunkt und zeigen weiterhin das ursprüngliche Rauschverhalten.

## 2.4 GMI-Sensoren

### 2.4.1 Einführung

Der Magnetoimpedanz Effekt (MI, engl. magnetoimpedance) wurde bereits vor langer Zeit entdeckt. Aufgrund der relativ kleinen Impedanzänderung war dieser jedoch nur von geringer Bedeutung. Erst ab dem Jahr 1994 ist das Interesse an dem Effekt deutlich gestiegen, als ein großer Magnetoimpedanz-Effekt (GMI-Effekt) vorgestellt wurde [54, 55].

Der GMI-Effekt (GMI, engl. giant magnetoimpedance) zeigt in Abhängigkeit eines äußeren Magnetfeldes eine elektrische Impedanzänderung eines ferromagnetischen Leiters und ist im Frequenzbereich von 100 kHz bis zu mehreren MHz existent.

Neben dem hier im Fokus stehenden GMI-Effekt sind je nach Frequenzbereich weitere physikalische Effekte bekannt, die eine magnetfeldabhängige Impedanz zeigen [56]. In der Regel können diese Effekte bzw. die Impedanzabhängigkeiten grob in folgende Frequenzbereiche eingeteilt werden. Für Anregungsfrequenzen von weniger als 100 kHz ist die für den GMI-Effekt ursächliche Änderung des Skin-Effektes häufig vernachlässigbar. In diesem Frequenzbereich überwiegt der magnetoinduktive Effekt [57]. Für höhere Frequenzen (ab etwa 1 GHz) wirken weitere Effekte, wie die ferromagnetische Resonanz [58]. In dieser Ausarbeitung wird lediglich der GMI-Effekt im Frequenzbereich von 100 kHz bis zu mehreren MHz behandelt.

Ein großer Vorteil des GMI-Effektes ist ein relativ einfacher Aufbau, der ohne Anregungs- und Detektionsspulen realisierbar ist. Aus diesem Grund ist der GMI-Effekt im Vergleich zu Fluxgate-Sensoren [59] besser miniaturisierbar und für die Realisierung als Dünnschichtsensor geeignet. Dementsprechend wird verstärkt an GMI-Sensoren in Dünnschichtstruktur geforscht. Der durch die Dünnschichttechnologie entstehende Preis- und Abmessungsvorteil könnte dem GMI-Effekt den Einsatz in Massenanwendungen der Industrie ermöglichen. Vielversprechende Ergebnisse wurden

bereits präsentiert und die ersten kommerziell verfügbaren GMI-Sensoren in Dünnschichttechnologie sind am Markt (Aichi Steel Corporation) erhältlich.

### 2.4.2 GMI-Effekt

Der GMI-Effekt (GMI, engl. giant magnetoimpedance) zeigt in Abhängigkeit eines äußeren Magnetfeldes eine elektrische Impedanzänderung eines ferromagnetischen Materials.

Als Material für GMI-Elemente werden überwiegend weichmagnetische Materialien eingesetzt, die eine amorphe oder kristalline Struktur aufweisen [14]. Diese Materialien können in verschiedenen Bauformen bzw. Geometrien angewendet werden. Zur Untersuchung und Optimierung des GMI-Effektes werden magnetische Drähte, Bänder, Filme, Mehrschichtsysteme oder magnetisch beschichtete elektrische Leiter eingesetzt [60]. Der schematische Aufbau in Abbildung 2.18 illustriert die Ansteuerung eines GMI-Elements in der Form eines Drahtes.

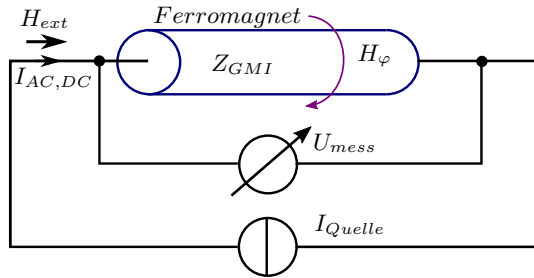


Abbildung 2.18: Schematische Darstellung des Messaufbaus und der Ansteuerung eines GMI-Elements. Zur Anregung wird das GMI-Element mit einem konstanten Strom gespeist.

Der zentral angeordnete ferromagnetische Draht (Abb. 2.18) wird mit einer Stromquelle angeregt, die einen hochfrequenten Strom konstanter Amplitude erzeugt und je nach Arbeitspunkt von einem konstanten Gleichstrom überlagert sein kann. In Abhängigkeit von der komplexen und frequenzabhängigen Impedanz  $Z_{GMI}$  des Drahtes entsteht ein Spannungsabfall am GMI-Element, der mit einer hochohmigen und hochfrequenten Spannungsmessung charakterisiert wird. Je nach Arbeitspunkt und Anregungsdynamik kann die Impedanz eine nichtlineare Charakteristik aufweisen und höhere Harmonische der Anregungsfrequenz im Ausgangssignal erzeugen. Im Allgemeinen wird trotzdem die lineare komplexe Impedanz  $Z_{GMI}$  zur Beschreibung verwendet, die in den Real-  $R_{GMI}$  und Imaginärteil  $X_{GMI}$  aufgeteilt ist:

$$Z_{GMI} = (R_{GMI} + j\omega X_{GMI}) \quad (2.34)$$

Die Impedanz des Drahtes  $Z_{\text{GMI}}$  ist frequenzabhängig und wird durch den Skin-Effekt beeinflusst. Der allgemeine Skin-Effekt beschreibt eine inhomogene Stromdichteverteilung  $J(d)$  über den Leiterquerschnitt [61]. Die größte Stromdichte ist an der Oberfläche des Leiters  $J_s$  vorhanden und nimmt mit dem Abstand  $d$  zum Inneren des Leiters exponentiell ab. Der Skin-Effekt ist mit der Eindringtiefe bzw. Skin-Tiefe  $\delta_s$  charakterisierbar, die den exponentiellen Abfall der Stromdichte  $J(d)$  auf den Wert  $1/e$  beschreibt.

$$J(d) = J_s \cdot e^{-d/\delta_s} \quad (2.35)$$

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_{\text{eff}}}} \quad (2.36)$$

Die Skin-Tiefe  $\delta_s$  (nach [56]) zeigt in der allgemeinen Beschreibung eine Abhängigkeit von der spezifischen Leitfähigkeit  $\rho$ , der Anregungsfrequenz bzw. der Kreisfrequenz  $\omega$ , der magnetischen Vakuumpermeabilität  $\mu_0$  und der effektiven magnetischen Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$ . Die für den GMI-Effekt ursächliche Besonderheit ist die Abhängigkeit des Skin-Effektes von der effektiven magnetischen Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$  in Verbindung mit der Verwendung eines magnetischen Leiters als GMI-Element.

Der hochfrequente Anregungsstrom erzeugt ein zirkulares Magnetfeld  $H_\varphi$  um den Leiter, das den magnetischen Draht periodisch magnetisiert. In einem festen Arbeitspunkt und bei konstanter magnetischer Permeabilität ist keine Änderung der Skin-Tiefe  $\delta_s$  und infolgedessen der elektrischen Impedanz  $Z_{\text{GMI}}$  zu erwarten. Allerdings kann das Magnetisierungsverhalten des Drahtes aufgrund einer magnetischen Energie, die von einem äußeren Magnetfeld  $H_{\text{ext}}$  eingekoppelt wird, verändert und beeinflusst werden. Ein äußeres Magnetfeld  $H_{\text{ext}}$  ist daher in der Lage die Magnetisierungsdynamik und die effektive magnetische Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$  des magnetischen Drahtes zu beeinflussen [58]. Diese Änderung wirkt auf die Skin-Tiefe  $\delta_s$  (Gleichung 2.36) und führt zu einer messbaren Impedanzänderung  $Z_{\text{GMI}}$  (Real- und Imaginärteil). Anschaulich ist bei einer größeren Skin-Tiefe  $\delta_s$  eine größere effektive Querschnittsfläche für den Stromfluss verfügbar und der ohmsche Widerstand bzw. die Impedanz sinkt.

Zur detaillierteren Beschreibung der Impedanzänderung muss die komplexe elektromagnetische Dynamik beachtet werden. Als erste Beschreibungsstufe der Impedanzabhängigkeit kann die Gleichung 2.37 für einen zylindrischen Leiter mit Radius  $r$  verwendet werden [56]. Zur genaueren Beschreibung der magnetischen Dynamik wird auf Modelle in der Literatur [62] verwiesen.

$$\frac{Z}{R_{\text{DC}}} = k \cdot r \frac{J_0(k \cdot r)}{2 \cdot J_1(k \cdot r)} \quad (2.37)$$

$$k = (1 - i)/\delta_s \quad (2.38)$$

Dabei bezeichnet  $R_{\text{DC}}$  den Gleichstromwiderstand,  $k$  den Ausbreitungskoeffizient und  $J_n$  die n-te Besselfunktion.

Der Kernpunkt des GMI-Effektes besteht in der Interaktion des aufgrund des Stromes entstehenden Anregungsfeldes  $H_\varphi$ , des äußeren Magnetfeldes  $H_{\text{ext}}$  und der in der Herstellung eingeprägten magnetischen Anisotropie auf das Magnetisierungsverhalten des GMI-Elementes. Dabei muss ebenfalls erwähnt werden, dass das Magnetisierungsverhalten zusätzliche Abhängigkeiten von weiteren Parametern, wie Temperatur, mechanische Belastung etc., zeigt und diese als Querempfindlichkeiten auftreten [58].

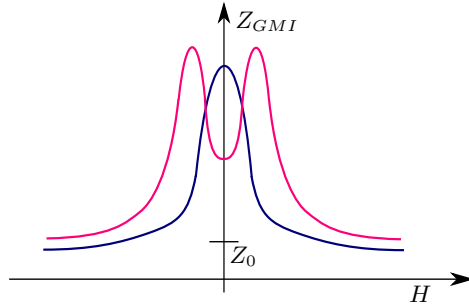


Abbildung 2.19: Schematische Darstellung der Kennliniencharakteristik des GMI-Effektes. Je nach Frequenzbereich und Materialeigenschaften bilden sich verschiedene Charakteristiken aus, die auf die Magnetisierungsdynamik und die magnetische Anisotropie zurückzuführen sind.

Der Einfluss des äußeren Magnetfeldes auf die Impedanz des Drahtes ist anhand einer schematischen Kennlinie in Abbildung 2.19 dargestellt. Auf der linken Achse ist die Impedanz  $Z_{\text{GMI}}$  über die magnetische Feldstärke  $H$  aufgetragen. Häufig wird ebenfalls die Impedanzänderung als Normierung zur Drahtimpedanz  $\Delta Z/Z_0$  dargestellt.

$$\Delta Z/Z_0 = \frac{|Z(H_{\text{DC}}) - Z(H_{\text{sat}})|}{Z(H_{\text{sat}})} \quad (2.39)$$

Dabei bezeichnet  $Z_0$  die minimale Impedanz bei magnetischer Sättigung  $Z(H_{\text{sat}})$  und  $Z(H_{\text{DC}})$  die magnetfeldabhängige Impedanz. Je nach Frequenzbereich und Magnetisierungseigenschaften bildet sich die Kennlinie in einer Einzel- oder Doppelspitzenstruktur aus (Abb. 2.19). Die Einzelspitzenstruktur ist eher bei niedrigen Anregungsfrequenzen ( $\lesssim 1$  MHz) zu erwarten. Zu höheren Frequenzen ( $\gtrsim 1$  MHz) werden bei der effektiven Anisotropiefeldstärke  $\pm H_{\text{KA}}$  Maxima gebildet. Die Ursache der Kennlinienveränderung ist in der Magnetisierungsdynamik und der magnetischen Anisotropie begründet. Unter etwa 1 MHz findet eine Rotation und eine Verschiebung der magnetischen Domäne statt. Die Verschiebung wird zu höheren Frequenzen gedämpft und lediglich die Rotation der Domäne dominiert das Magnetisierungsverhalten [60].

Damit ist herausgestellt, dass eine direkte und proportionale Abhängigkeit vom Magnetisierungsverhalten des GMI-Elementes besteht und dies die zentrale Grundlage des GMI-Effektes darstellt. Deshalb ist der Fokus

vieler Forschungsaktivitäten dem Material, der Herstellung und der Magnetisierung des GMI-Elementes gewidmet. Angestrebt wird ein möglichst großer GMI-Effekt, der mit der Änderung der effektiven magnetischen Permeabilität infolge des äußeren Magnetfeldes korreliert. Dazu wird das in der Herstellung eingeprägte magnetische Anisotropieverhalten untersucht und optimiert. Im Allgemeinen wird eine Anisotropieachse angestrebt, die senkrecht zum Stromvektor und zum äußeren Magnetfeld ausgerichtet ist. Daher werden Materialien mit sehr geringer und negativer Magnetostraktion bevorzugt, da sich dort eine zirkulare (bzw. spiralförmig) oder transversale magnetische Anisotropie zur Oberfläche des GMI-Elementes ausbildet [58, 63].

Die Beeinflussung der Magnetisierung ist der zentrale Kern für einen ausgeprägten GMI-Effekt. Dazu ist neben den optimierten Magnetisierungseigenschaften eine darauf abgestimmte Anregung nötig. Der zur Anregung notwendige Strom kann in den Parametern AC-Amplitude, DC-Amplitude und Frequenz angepasst werden und je nach Arbeitspunkt unterschiedliche Ausgangscharakteristiken des GMI-Elementes erzeugen. Ein optimiertes GMI-Element kann mit einer dazu angepassten Anregung für die Anwendung als Sensor ausgelegt werden.

### 2.4.3 Sensoraufbau

Für die Auskopplung des GMI-Effektes wird zwischen dem diagonalen (On-) und dem nichtdiagonalen (Off-) Effekt unterschieden. Zur besseren Verdeutlichung sind beide Effekte in Abbildung 2.20 schematisch dargestellt.

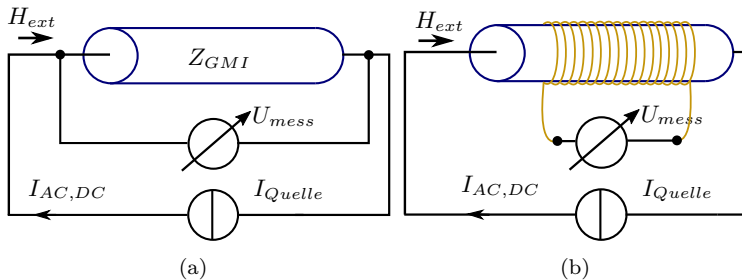


Abbildung 2.20: Beim On-Effekt (a) ist das GMI-Element elektrisch leitfähig an die Auswerteelektronik angekoppelt, während beim Off-Effekt (b) eine induktive Auskopplung mit einer Detektionsspule erfolgt.

Der On-Effekt bezeichnet die direkte niederohmige Anbindung der Spannungsmessung an den magnetischen Draht. Im Gegensatz dazu koppelt der Off-Effekt die Impedanzänderung bzw. die Änderung des Magnetisierungsverhaltens induktiv mit Hilfe einer Detektionsspule aus. Der Name der Effekte beruht auf dem entstehenden Impedanztensor und der zugrundeliegenden Matrixkomponenten (Diagonal-, Nichtdiagonal-Elemente),



die an der Impedanzänderung beteiligt sind. Je nach Effekt ergeben sich Unterschiede im Kennlinienverhalten [64].

Die zur Auswertung des GMI-Effektes erforderliche Elektronik zeigt erst im Detail Unterschiede zwischen dem On- und dem Off-Effekt. In Abbildung 2.21 ist ein Überblick über die einzelnen Systemkomponenten der generellen GMI-Elektronik als Blockschaltbild gegeben.

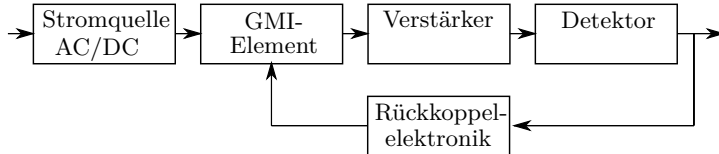


Abbildung 2.21: Messaufbau der GMI-Elektronik als Blockschaltbild. Die Rückkopplung erlaubt eine magnetische Arbeitspunktregelung (geschlossene Regelschleife).

Für die Auswertung der Impedanz des GMI-Elementes ist eine hochfrequente Stromquelle als Anregung erforderlich. Diese ist elektrisch leitfähig an das GMI-Element angebunden und verfügt über eine zusätzliche Gleichstromquelle zur Variation des Arbeitspunktes. Je nach Effekt kann die Impedanzänderung direkt am GMI-Element (On-Effekt) oder als induktive Kopplung (Off-Effekt) mit einer Spule charakterisiert werden (Abb. 2.20). Zur Verstärkung des Ausgangssignals muss ein rauscharmer und sehr breitbandiger Verstärker vorhanden sein, der die Signaldynamik an den Detektor anpasst. Der Detektor verschiebt das höherfrequente Signal in den niederfrequenten Bereich. Das entstehende Ausgangssignal steht in direktem Zusammenhang mit dem GMI-Effekt. Optional kann das Ausgangssignal mit einer Rückkoppel-elektronik gegenphasig auf das GMI-Element zurückgekoppelt werden. Dadurch wird das GMI-Element in einem festen magnetischen Arbeitspunkt gehalten (Regelkreis) und die Ausgangscharakteristik linearisiert [65]. Zur Rückkopplung ist eine zusätzliche Spule oder die entkoppelte Ausgangsspule des Off-Effektes verwendbar.

Das Ausgangsrauschen von GMI-Sensoren ist bisher lediglich unzureichend erforscht. Im höherfrequenten und weißen Frequenzbereich wird das Rauschen im Allgemeinen von der Elektronik bestimmt und ist vermutlich auf das Anregungssignal zurückzuführen [4]. Die niederfrequenten Rauschprozesse sind Gegenstand der Forschung und könnten elektrischen oder magnetischen Ursprungs sein.



# 3

## Messsystem

Das folgende Kapitel behandelt das entwickelte Messsystem zur Analyse der Rauschquellen von MR-Sensoren. Das Messsystem wurde bereits in einer internationalen Veröffentlichung [66] vorgestellt und ist auf Basis eines früheren Messsystems [67] neu entwickelt worden. Zur Erläuterung wird zu Anfang das Messsystem als Gesamtsystem in Form eines Blockschaltbildes dargestellt. In den weiteren Kapiteln werden die Untersysteme einzeln behandelt und charakterisiert. Zuletzt werden die Eigenschaften des Messsystems als Ergebnis zusammengefasst.

### 3.1 Anforderungen und Aufbau

Nachdem die zu messenden Sensoren zu Anfang vorgestellt wurden, können anhand dieser Informationen die Anforderungen an das entwickelte Messsystem diskutiert werden. Der Fokus des Systems liegt auf Rauschmessungen und speziell auf der Analyse der dominierenden Rauschquellen von verschiedenen MR-Sensoren. Dazu ist zunächst ein sehr rauscharmes Messsystem zu entwickeln, das das geringe Eigenrauschen der Sensoren möglichst unbeeinflusst charakterisiert. Zur Analyse der Rauschquellen, als weiterführende Funktionalität, sollte das System in der Lage sein, die Sensorbedingungen (Kapitel 2.1.3) dahingehend zu kontrollieren, dass das intrinsische Sensorrauschen signifikant von den geänderten Bedingungsparametern beeinflusst wird und Informationen über die Abhängigkeiten gewonnen werden können. Dies wird über folgende Parameter ermöglicht:

- Sensorversorgung
- Sensortemperatur
- Magnetischer Arbeitspunkt in der schweren Achse
- Stützmagnetfeld in der leichten Achse
- Sensormagnetisierung

Insgesamt ist zu diesem Zweck ein empfindliches Messsystem entwickelt worden, das aus verschiedenen Untersystemen besteht. Nachfolgend wird ein schematischer Gesamtüberblick des Aufbaus des Messsystems (Abb. 3.1) gegeben, die einzelnen Systeme visualisiert und der Zusammenhang aufgezeigt.

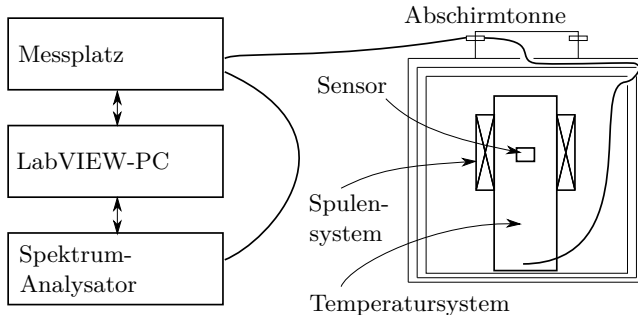


Abbildung 3.1: Schematischer Messaufbau des Gesamtsystems. Der zu charakterisierende Sensor befindet sich innerhalb der Temperaturkammer, dem Spulensystem und der Abschirmtonne. Die Ansteuerung des Sensors und der Charakterisierungssysteme wird vom Messplatz ausgeführt.

Der zu charakterisierende Sensor befindet sich in einer Sensoraufnahme innerhalb des Temperatursystems (Kapitel 3.7). Dieser kann mit Hilfe von sehr rauscharmen Magnetfeldern angesteuert werden, die von einem 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem erzeugt werden (Kapitel 3.3). Beide Systeme befinden sich innerhalb einer Abschirmtonne (Kapitel 3.2). Dadurch werden die magnetischen und elektrischen Felder aus der Umgebung unterdrückt.

Zur Ansteuerung des Sensors und der aufgezählten Charakterisierungssysteme sind mehrere Messelektroniken entwickelt worden (Kapitel 3.5), die in einem Messplatz zusammengeführt wurden. Die Verbindung zwischen Messplatz und den Systemen in der Abschirmtonne erfolgt mittels geschirmter Kabelverbindungen mit einer Länge von etwa 5 Metern.

Abbildung 3.2 zeigt eine Fotografie vom Messplatz in der Frontansicht. Die Elektronik befindet sich im 19-Zoll Gehäuse. Die einzelnen Platinen bzw. Elektronik für die verschiedenen Aufgaben sind jeweils auf Europakarten<sup>1</sup> erstellt und als Einschübe für das Gehäuse ausgelegt. Über eine Busplatine in der Rückwand (engl. backplane) sind die Platinen miteinander verbunden. Dadurch ist das System sehr modular und flexibel aufgebaut. Die einzelnen Elektronikmodule können beliebig erweitert oder ausgetauscht werden.

Der Messplatz ist über eine USB-Schnittstelle mit dem Personal Computer (PC) verbunden. Die Steuerung erfolgt mit dem Softwarepaket „LabVIEW“ von National Instruments [68]. Außerdem wird ein kommerzieller

<sup>1</sup> Abmessung Europakarte 160 mm x 100 mm

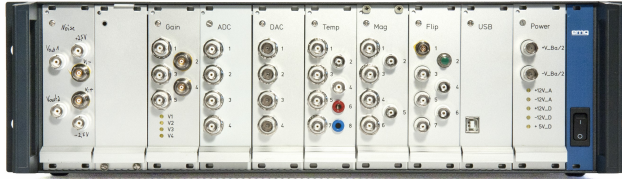


Abbildung 3.2: Fotografie des Messplatzes zur Ansteuerung des Sensors und der verschiedenen Charakterisierungssysteme. Der modulare Aufbau ermöglicht die Ausführung in verschiedene Untersysteme (Messkarten), die über BNC-Buchsen verbunden werden können. Zusätzlich befindet sich auf der Rückseite eine Busplatine und rechts eine USB-Schnittstelle zur automatisierten Steuerung der Systeme.

Spektrum-Analysator (Agilent 35670A, Kapitel 3.4) für die Rauschmessung verwendet, der ebenfalls über eine GPIB-Schnittstelle vom Personal Computer (PC) gesteuert werden kann. Die einzelnen Systeme werden in den folgenden Unterkapiteln im Detail erläutert und charakterisiert.

## 3.2 Abschirmung

Die im vorigen Abschnitt angesprochene Abschirmtonne ist ein essentieller Bestandteil für die Charakterisierung des intrinsischen Sensorrauschens. Die Rauschmessungen werden in einem definierten Arbeitspunkt (Magnetfeld, Temperatur, Stützmagnetfeld, etc.) des Sensors ausgeführt. Dieser Arbeitspunkt und die Rauschmessung selbst dürfen nicht durch die in der Laborumgebung auftretenden elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Felder gestört werden. Daher ist eine Abschirmung notwendig, die diese Störungen unterdrückt.

Die Abschirmung von statischen und niederfrequenten Magnetfeldern, wie dem Erdmagnetfeld, sind dabei besonders schwierig. Für eine Abschirmung in einer Achse kann das Entmagnetisierungsfeld ausgenutzt und die Abschirmung als langer Zylinder ausgelegt werden (Kapitel 2.1.1). Alternativ oder zusätzlich können niederfrequente Magnetfelder in hochpermeablen Materialien konzentriert und dadurch umgeleitet werden, um so die Magnetfelder im Messraum zu unterdrücken [69, 70]. Eine Kugelgeometrie bietet dazu insgesamt den besten Abschirmfaktor in allen Raumrichtungen. Eine ideale Kugel besitzt zusätzlich einen Entmagnetisierungsfaktor von  $N = 1/3$ . Allerdings wird statt der Kugelgeometrie, die Abschirmung aus Fertigungs- und Handhabungsvorteilen normalerweise als Zylindergeometrie ausgelegt. Dadurch kann ein hoher Abschirmfaktor in der Ebene und orthogonal zur Zylinderachse erreicht werden [14, 69]. Als Material werden hochpermeable Metalle ( $\mu_r > 10000$ ) wie beispiels-

weise Permalloy (Mumetall®) verwendet. Um eine bessere Schirmung zu erreichen, wird die Abschirmung als Mehrlagensystem ausgelegt [23].

Im Gegensatz zu statischen magnetischen Feldern werden statische und niederfrequente elektrische Felder durch das Ausnutzen der Influenz unterdrückt (Faradayscher Käfig) [71]. Das äußere elektrische Feld führt zu einer Kraftwirkung auf die freien Oberflächenladungen des leitfähigen Materials, das um den Messraum angeordnet ist [70]. Diese Kraft erzeugt eine veränderte räumliche Anordnung der freien Ladungsträger, dessen elektrisches Feld dem äußeren elektrischen Feld entgegengesetzt ist.

Dynamische magnetische Felder werden ebenfalls mit Hilfe von elektrisch leitfähigen Materialien unterdrückt. Im Bereich der Eindringtiefe des Skin-Effektes (Skin-Effekt, Kapitel 2.4.2) werden durch die äußeren Felder Wirbelströme induziert [70, 71]. Diese richten sich nach der Lenzschen Regel entgegen der Ursache aus und erzeugen eine Abschwächung. Um diesen Effekt zu erzeugen, kann eine weitere Schirmung aus Aluminium verwendet werden.

Die verwendete Abschirmtonne in Abbildung 3.3 wurde nach diesen Anforderungen aufgebaut. Die geometrische Form ist als Zylinder ausgelegt, der aus drei Schichten Mumetall® und einer Schicht Aluminium besteht. Die Dicke der Aluminium-Abschirmung ist etwas stärker ausgelegt, um die Anforderungen der Eindringtiefe zu erfüllen (Abb. 3.3a). Die äußerste Schicht hat einen Innendurchmesser von 55 cm und die innerste Schicht einen Innendurchmesser von 31 cm. Die Höhe im Inneren beträgt 39 cm. Die Abmessungen des innersten Zylinders stellen die mechanischen Begrenzungen für die Abmessungen von dem Spulensystem (Kapitel 3.3) und dem Temperatursystem (Kapitel 3.7) dar und sind beim Entwurf der Systeme berücksichtigt worden.



Abbildung 3.3: Fotografien der verwendeten Abschirmtonne. In (a) ist die offene Abschirmtonne dargestellt. Dabei sind die verschiedenen Lagen und das enthaltene Charakterisierungssystem erkennbar. In (b) ist die geschlossene Abschirmung gezeigt. Der Fokus liegt auf der Anschlussbox, die die Anschlüsse zur Kontaktierung der Systeme und des Sensors ermöglicht.

Auf den Fotografien in Abbildung 3.3 ist die Abschirmtonne zu sehen. Dazu ist eine Fotografie (Abb. 3.3a) von der offenen Abschirmtonne in der Ansicht von oben gezeigt. Die verschiedenen Lagen der Schirmung und das verwendete Temperatur- und Spulen-System sind gut zu erkennen. Das zweite Foto (Abb. 3.3b) zeigt die geschlossene Abschirmtonne und die angebrachte Anschlussbox, die die Anbindung und Durchführung der Kabelverbindungen ermöglicht.

### 3.3 Helmholtz-Spulensystem

Für die Charakterisierung der Magnetfeldsensoren ist es wichtig, den Sensor einem definierten Magnetfeld aussetzen zu können, das sich in Amplitude, Richtung und Frequenz steuern lässt. Zur Erzeugung dieses Vektorfeldes wurde ein 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem entwickelt. Nach der Helmholtz-Anordnung werden zwei Kreis- oder Quadrat-Spulen in einem Abstand der Radien der Einzelspulen platziert. Die Magnetfelder der beiden Spulen überlagern sich und erzeugen im Mittelpunkt der Geometrie ein Magnetfeld hoher Homogenität [14, 72]. Zusätzlich erlaubt die Anordnung einen einfachen Zugriff (Sensorwechsel usw.) auf den Innenbereich der Spule. Dieser wäre bei einer Zylinderspule deutlich eingeschränkter. Die Darstellung und Simulation (Abb. 3.4) des erzeugten Magnetfeldes verdeutlicht die vorhergegangene Argumentation.

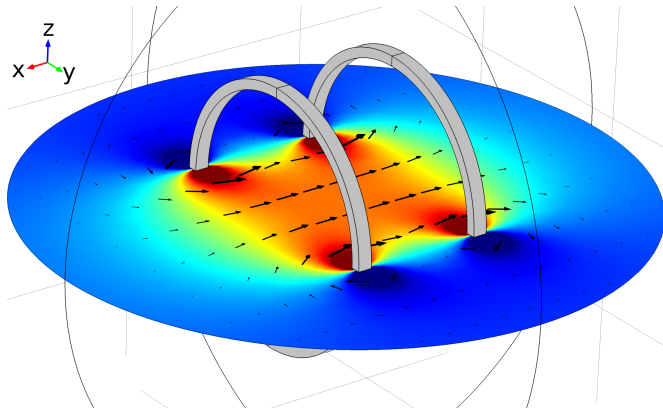


Abbildung 3.4: Simulation einer möglichen Spulenanordnung und der daraus entstehenden Charakteristik des Magnetfeldes mit der Software COMSOL Multiphysics®.

Die Simulation (Abb. 3.4) zeigt den farblich kodierten qualitativen Magnetfeldverlauf einer Helmholtz-Spule in der  $xy$ -Ebene. Die Farbe Blau markiert dabei niedrige und Rot hohe magnetische Feldstärken. Die Pfeile visualisieren den magnetischen Feldvektor in der Ebene. Insgesamt

wird der homogene Feldbereich zwischen den Spulen durch die Simulation dargestellt.

Mit der Wahl der Helmholtz-Anordnung ist die grundsätzliche Entwurfsrichtlinie gegeben. Das Spulensystem muss innerhalb der Abschirmtonne (Kapitel 3.2) platzierbar sein. Dementsprechend muss das System eine kleinere Abmessung als die innere Abschirmtonne aufweisen. Zusätzlich sollte ein deutlicher Abstand von der Wand der Abschirmtonne eingehalten werden, da diese die Charakteristik des Magnetfeldes beeinflusst. Gleichzeitig sollte der Spulenradius nicht zu gering ausfallen, da sich ansonsten der homogene Bereich des Magnetfeldes verkleinert und zusätzlich das Temperatursystem innerhalb der Spulen wenig Platz zur Verfügung hat. Dadurch ist ein Spulenradius von 80 mm für die X-Spule und ein Spulenradius von 65 mm für die Y-Spule ausgewählt worden. Die entwickelten Spulen für die Achsen x, y und z sind in Abb. 3.5 gezeigt.

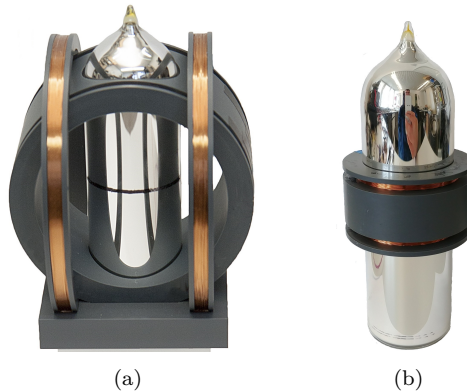


Abbildung 3.5: Fotografien des Helmholtz-Spulensystems. Die x- und y-Achse (a) sind um das Dewargefäß angeordnet. Die z-Achse ist zur besseren Visualisierung in (b) dargestellt und direkt an dem Dewargefäß angebracht.

Innerhalb der Spule sind Magnetfelder von bis zu 1,5 mT notwendig, um die Sensoren im gesamten Arbeitsbereich anzusteuern. Dementsprechend sind die Spulenfaktoren für diese Feldstärken ausgelegt und letztendlich zu 1,25 mT/A (X-Spule), 1,17 mT/A (Y-Spule) und 1,8 mT/A (Z-Spule) bestimmt worden. Dazu wurden Vergleichsmessungen und Messungen mit einem Hall-Magnetometer (F.W. Bell - 5180) durchgeführt. Diese Ergebnisse wurden mit Simulationsergebnissen verglichen. Dadurch kann eine Abweichung des Spulenfaktors von unter  $\pm 5\%$  bei der X-, Y- und Z-Spule angenommen werden. In der Tabelle 3.1 sind die wichtigsten geometrischen, elektrischen und magnetischen Parameter der drei Helmholtz-Spulen zusammengefasst.



Bezeichnung	Spule X	Spule Y	Spule Z
Radius	80 mm	65 mm	32 mm
Drahtdurchmesser	0,5 mm	0,5 mm	0,4 mm
Windungszahl	$2 \cdot 115$	$2 \cdot 85$	$2 \cdot 72$
Spulenfaktor	1,25 mT/A	1,17 mT/A	1,8 mT/A
Widerstand	$11,0 \Omega$	$6,5 \Omega$	$3,9 \Omega$
Induktivität	10,3 mH	4,2 mH	1,0 mH
Eigenkapazität	652 pF	721 pF	192 pF

Tabelle 3.1: Spulenparameter des 3-Achsen Helmholtz-Spulensystems.

Zur Messung der elektrischen Parameter wurde ein Impedanz-Analysator des Typs 4294A von Agilent verwendet. Die gemessenen frequenzabhängigen Beträge der Impedanzkurven sind in Abbildung 3.6 aufgetragen.

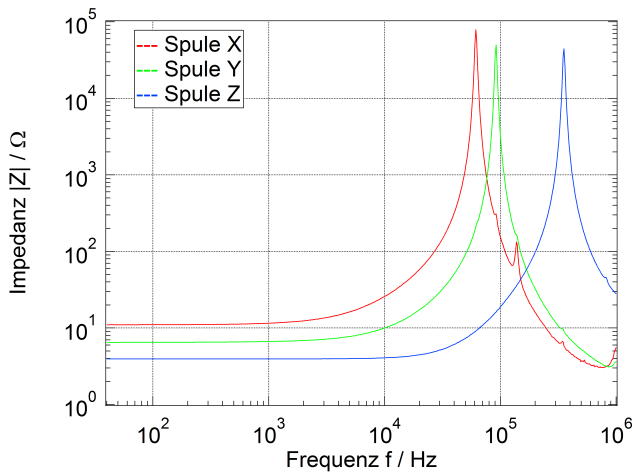


Abbildung 3.6: Der Betrag der Impedanzen der Helmholtz-Spulen über Frequenz.

Die Impedanzkurven zeigen, dass die Resonanzfrequenzen der drei Spulen bei relativ hohen Frequenzen liegen. Dadurch ist das Spulensystem für eine relativ breitbandige Regelung (Stromquelle, Kapitel 3.8) und die Anregung von niederfrequenten Referenzfeldern während der Rauschmessung geeignet.

### 3.4 Spektrumanalysator

Die Rauschmessungen werden mit einem professionellen und kommerziellen Spektrum-Analysator durchgeführt. Dabei ist das Messsystem nicht auf einen bestimmten Typ von Spektrum-Analysator beschränkt. Die Spezifikationen müssen allerdings in Bezug auf Bandbreite und Eigenrauschen zum Messsystem bzw. zum verstärkten Messsignal passen. Der hier verwendete Spektrum-Analysator des Typs 35670A von Agilent stellt das Spektrum bis zu einer Frequenz von 102,4 kHz mittels einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) dar. Zur automatisierten Ansteuerung verfügt das Messgerät über eine GPIB-Schnittstelle.



Abbildung 3.7: Fotografie des Spektrum-Analysators (Agilent 35670A) in der Vorderansicht. Das Messgerät kann manuell oder automatisiert eingesetzt werden und ermöglicht die Aufzeichnung der Rauschspektren.

Die Fotografie in Abbildung 3.7 zeigt das Messgerät in der Vorderansicht. Die Hauptaufgabe des Gerätes ist die Messung des Rauschspektrums. Dazu muss das Sensorsignal mit Hilfe der Verstärkerelektronik (Kapitel 3.6) im Messplatz an die Eingangsdynamik des Gerätes angepasst werden und über dem Eigenrauschen des Spektrum-Analysators liegen. Dementsprechend ist das Eigenrauschen des Messgerätes von besonderer Bedeutung. In Abbildung 3.8 ist das Eigenrauschen des Spektrum-Analysators in Abhängigkeit von der Frequenz und der Eingangsempfindlichkeit dargestellt. Der Eingang wurde während der Messung mit einem 50  $\Omega$  Widerstand abgeschlossen und der Schirm auf Masse gelegt. Die Messung wurde automatisiert mit LabVIEW (Kapitel 3.11.4) aufgenommen.

In dem Messergebnis ist eine deutliche Abhängigkeit des Eigenrauschens von der Eingangsempfindlichkeit und der Frequenzbandbreite zu erkennen. Infolgedessen muss die passende Eingangsempfindlichkeit vor jeder Messung geprüft und ggf. angepasst werden. Ansonsten kommt es zu fehlerhaften Rauschspektren. Das ist besonders bei GMR- und TMR-Sensoren kritisch. Diese Sensoren besitzen häufig einen großen Sensorausgangsoffset,

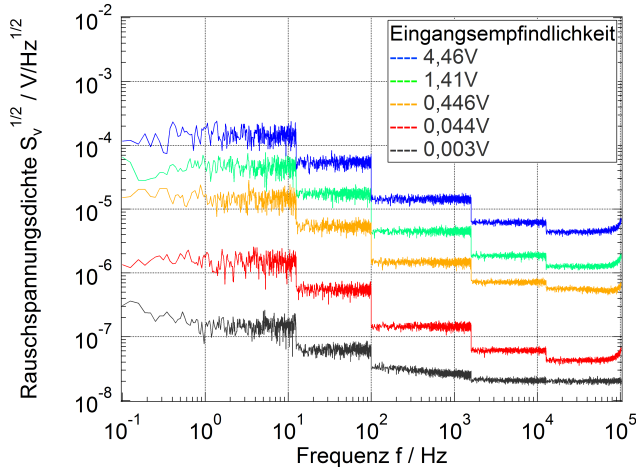


Abbildung 3.8: Die Messung stellt die intrinsische Rauschcharakteristik des Spektrum-Analysators in Abhängigkeit von verschiedenen Eingangsempfindlichkeiten dar. Zur Messung wurde der Eingang mit  $50\,\Omega$  abgeschlossen und der äußere Schirm mit Masse-Potential verbunden.

der aufgrund von der Verstärkung zu einer hohen Gleichspannung führt. Der Spektrum-Analysator passt sich diesem Signal an und wählt einen entsprechenden Dynamikbereich aus. Dadurch besteht allerdings das Problem, dass die kleinen höherfrequenten Rauschspannungen unterhalb des Eigenrauschens liegen und somit nicht mehr ausgewertet werden können. Als Ergebnis wird das Eigenrauschen des Spektrum-Analysators gemessen und fälschlicherweise als Sensorrauschen ausgegeben. Um dem entgegenzuwirken gibt es zwei Möglichkeiten. Zum einen können die Messungen AC-gekoppelt durchgeführt werden. Dabei sorgt ein sehr steiler Filter mit einer sehr kleinen Grenzfrequenz von 1 Hz [73] für die Unterdrückung der DC-Spannung. Dieser Filter ist bereits im Spektrum-Analysator integriert und kann einfach hinzugeschaltet werden.

Als zweite Möglichkeit kann der Offset über eine einstellbare Gleichspannungsquelle manuell kompensiert werden. Dazu kann eine sehr rauscharme und einstellbare Gleichspannung erzeugt werden, die auf die Referenz des Eingangsverstärkers (Kapitel 3.6) gegeben wird und so den enthaltenen Gleichanteil im Spannungssignal unterdrückt.

Die Rauschmessung kann in einem Frequenzbereich von bis zu 102,4 kHz erfolgen. Damit bei einer logarithmischen Darstellung trotzdem eine ausreichende Anzahl an Messpunkten für den niederfrequenten Messbereich zur Verfügung stehen, werden mehrere Spektren aufgenommen und zu einem Gesamtspektrum zusammengesetzt. Die Frequenzbereiche der Standardmessung sind in der Tabelle 3.2 gezeigt.

Der verwendete Spektrum-Analysator bietet viele Möglichkeiten, die Rau-

Startwert	Stoppwert	Auflösung	Anzahl Mittelungen
0,0625 Hz	200 Hz	1600	15
1 Hz	1600 Hz	1600	50
8 Hz	12 800 Hz	1600	100
64 Hz	102 400 Hz	1600	100

Tabelle 3.2: Standardwerte der gemessenen Frequenzintervalle.

schmessungen über Einstellungsparameter anzupassen. In dieser Arbeit sind die Rausmessungen mit folgenden Standardeinstellungen (Tabelle 3.3) ausgeführt worden.

Einstellparameter	Standardeinstellung
Fensterfunktion	Hann <sup>2</sup> oder Rechteck
Einheit y-Achse	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Kopplung	AC oder DC
Eingangsbereich	Fest

Tabelle 3.3: Standardeinstellungen des Spektrum-Analysators für die Rausmessungen.

### 3.5 Allgemeine Messelektronik

#### 3.5.1 Einleitung

Die allgemeine Messelektronik bezeichnet die Elektronik, die prinzipiell in jedem Messsystem enthalten ist und für MR-Sensoren keine speziellen Anforderungen erfüllen und dahingehend keine detaillierte Charakterisierung nötig haben. Das schließt die rauscharme Spannungsversorgung, den Analog-Digital-Umsetzer (ADC), den Digital-Analog-Umsetzer (DAC) und die USB-Steuerung ein. Zusätzlich werden die einfache Magnetfeldkarte zur Empfindlichkeitsmessung und die Temperaturkarte beschrieben. Die Elektroniken sind alle im Messplatz (Abb. 3.2) enthalten.

#### 3.5.2 Messkarten

Nachfolgend werden die zur allgemeinen Messelektronik zugeordneten Elektroniken, die auf einzelne Einschübe bzw. Messkarten aufgebracht sind, nacheinander behandelt.

---

<sup>2</sup>Auch als Hanning-Fensterfunktion bekannt.

### Spannungsversorgung

Der bipolare Dynamikbereich der Ein- und Ausgänge der Messkarten (ADC, DAC, ...) ist auf  $\pm 10\text{ V}$  festgelegt worden. Aus diesem Grund werden  $\pm 12\text{ V}$  als Versorgungsspannungen für die elektronischen Bauelemente bereitgestellt. Diese analogen Versorgungsspannungen von  $\pm 12\text{ V}$  werden auf jeder Messkarte mit Hilfe von Linearreglern rauscharm erzeugt und sind ggf. mit zusätzlichen Filtern versehen. Dadurch wird eine rauscharme und entkoppelte Ausgangscharakteristik der einzelnen Messkarten erreicht.

Die Versorgung der Messkarten wird mit  $\pm 14\text{ V}$  von der Spannungsversorgungsplatine gespeist und teilt sich in mehrere Unterversorgungen auf. Es gibt eine analoge und eine digitale Versorgung von  $\pm 14\text{ V}$ . Die analoge Versorgung ist über einzelne Verbindungen auf der Rückwandplatine (engl. backplane) zu den einzelnen Elektroniken geführt, um so die galvanische Kopplung zu verringern. Die Masseverbindungen sind ebenfalls in Analog- und Digital-Teil gegliedert und werden sternförmig auf der Versorgungskarte verbunden. Zusätzlich gibt es eine weitere digitale Versorgung von  $5\text{ V}$ .

Die verschiedenen Betriebsspannungen werden auf der Spannungsversorgungselektronik aus  $\pm 18\text{ V}$  generiert, die dem Messplatz von außen zugeführt werden. Dazu wird normalerweise ein Trafo-Labornetzgerät  $\pm 18\text{ V}$  (Votcraft VLP-2403) verwendet. Alternativ kann die Versorgung aus Blei-Gel-Akkumulatoren (6x  $6\text{ V}$  Blei-Akkumulatoren) mit  $\pm 18\text{ V}$  generiert werden, um so unabhängiger vom Spannungsnetz und den damit einhergehenden Störungen  $50\text{ Hz}$ , Oberwellen und Schaltfrequenzen) zu sein.

### USB-Steuerelektronik

Die einzelnen Untersysteme des Messplatzes werden von einem Personal Computer (PC) gesteuert. Dazu ist eine USB-Schnittstelle (engl. universal serial bus) im Messplatz realisiert worden. Die Kommunikation wird mit einem USB-IC (FT232RL von Future Technology Devices International) realisiert, der mit einem Mikrocontroller (ATmega324p von Atmel) interagiert. Die Platine und die Kommunikation wurden im Rahmen einer Masterarbeit [67] entwickelt und als Grundlage verwendet. Diese Elektronik wurde verbessert, das Mikrocontroller-Programm überarbeitet und um die Ansteuerung der neuen Elektroniken erweitert.

### Analog-Digital-Umsetzer

Der Analog-Digital-Umsetzer (ADC) wurde in dieser Arbeit neu entwickelt. Bei der Auswahl des Umsetzers wurde auf eine gute Auflösung, 4-Kanäle, einen bipolaren Eingangsspannungsbereich von  $\pm 10\text{ V}$  und eine ausreichende Abtastrate geachtet. Nach diesen Kriterien wurde der AD7606-4 von Analog Devices ausgewählt. Der Umsetzer arbeitet nach dem Prinzip der Sukzessiven Approximation und besitzt eine Auflösung von 16-Bit mit einer maximalen Abtastrate von  $200\text{ kSPS}$ . Im Eingang befindet sich eine Schutzschaltung und ein Tiefpass-Filter zweiter Ord-

nung. Eine integrierte Referenz kann verwendet werden, allerdings wurde der Umsetzer um eine externe Referenz (ADR4525 von Analog Devices) erweitert, um die Genauigkeit zu verbessern bzw. die Messunsicherheit zu minimieren. Die Daten der vier Kanäle können simultan abgetastet und über eine SPI-Schnittstelle (engl. serial peripheral interface) ausgelesen werden.

### Digital-Analog-Umsetzer

Der Digital-Analog-Umsetzer (DAC) ermöglicht die Ausgabe von Gleichspannungen zur Steuerung der Untersysteme wie beispielsweise der spannungsgesteuerten Magnetfeldkarte. Dazu wurde eine Messkarte mit vier DAC-Kanälen aufgebaut. Jeder dieser Kanäle verfügt über einen einzelnen Umsetzer mit der Bezeichnung DAC714 von Texas Instruments. Dieser besitzt 16-Bit und einen Ausgangsspannungsbereich von  $\pm 10$  V. Die Ansteuerung des Umsetzers erfolgt mit einer SPI-Schnittstelle.

### Magnetfeldkarte zur Empfindlichkeitsmessung

Für die Empfindlichkeitsmessung der Magnetfeldsensoren ist das vorgestellte Spulensystem (Kapitel 3.3) anzusteuern. Dazu wurde eine Magnetfeldkarte für die Empfindlichkeitsmessung entwickelt. Diese beruht auf einem Leistungsoperationsverstärker, der die Ausgangsspannung an der Spule regelt. Das Konzept ist in der nachfolgenden Systemdarstellung visualisiert.

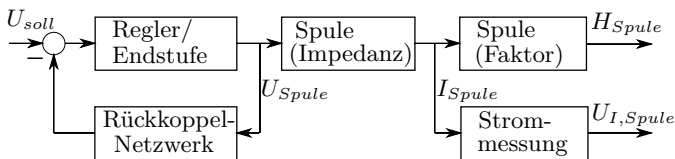


Abbildung 3.9: Blockschaltbild des Aufbaus der Magnetfeldkarte zur Empfindlichkeitsmessung.

Diese Elektronik unterscheidet sich in der Funktionsweise und den Spezifikationen deutlich von der ebenfalls entwickelten Spulenelektronik (Kapitel 3.8). Die hier vorgestellte Elektronik ist keine Stromquelle. Die Spannung an der Spule wird geregelt. Dadurch ist der Strom von der Impedanz der Spule abhängig. Dementsprechend spielen Schwankungen wie beispielsweise Erwärmungseffekte der Spule und des Leistungsoperationsverstärkers eine große Rolle. Dabei werden Driftprozesse erzeugt. Insgesamt entsteht ein Magnetfeld, das über einen längeren Zeitraum instabil ist. Dieses Ausgangsverhalten ist für die einfache Empfindlichkeitsmessung ausreichend. Die Felder werden nur kurzzeitig erzeugt und für die eigentliche Auswertung wird der Strom in der Spule über einen Shunt-Widerstand und einem driftarmen Instrumentenverstärker [74] gemessen. Dadurch kann der Spulenstrom mit einer geringen Messunsicherheit bestimmt werden.

Jedoch eignet sich das Konzept nicht für die zeitlich stabile und rauscharme Magnetfelderzeugung, wie sie für die Analyse von Rauschquellen gefordert ist. Aus diesem Grund wurde für die Rauschquellenanalyse eine neue Elektronik entwickelt (siehe Kapitel 3.8).

### **Temperaturkarte**

Die Hauptaufgabe der Temperaturkarte ist die Ansteuerung des Pt100 Temperatursensors. Der Temperatursensor wird zur Überwachung und ggf. Regelung der Sensortemperatur im Temperatursystem (Kapitel 3.7) verwendet. Der Pt100 besitzt eine Toleranzklasse von 1/10 B und befindet sich in einer Bohrung im Sensorträger (Kapitel 3.7.2). Zur Ansteuerung wurde das Konzept der Vierleitermessung ausgewählt. Dadurch wird der Einfluss des ohmschen Widerstandes und die Temperaturabhängigkeit der Zuleitungen minimiert.

Eine Stromquelle, die mit einem Operationsverstärker realisiert wurde, erzeugt einen sehr driftarmen Strom. Dieser Strom generiert einen temperaturabhängigen Spannungsabfall am Pt100, der mit Hilfe eines Instrumentenverstärkers verstärkt wird. Die erzeugte Spannung wird digitalisiert und in einen Temperaturwert umgerechnet.

Zusätzlich wurde die Temperaturkarte mit einem analogen Regler zur Temperaturregelung ausgestattet. Der Regler verfügt über einen galvanisch getrennten Spannungsausgang, der bei Rauschmessungen die galvanisch koppelnden Störungen, die von einer Leistungsstufe erzeugt werden, reduziert.

### **3.5.3 Ergebnis**

Ein gutes Datenerfassungs- und Datenausgabesystem ist für jedes Messsystem notwendig. Darauf aufbauend können die speziellen Elektroniken entwickelt werden. In diesem Kapitel wurden die wichtigsten Eigenschaften dieser Systeme kurz erläutert und spezifiziert. Dabei ist darauf hinzuweisen, dass beim Entwurf der Elektroniken auf eine geringe Messunsicherheit geachtet wurde. Das ist speziell beim Analog-Digital-Umsetzer und bei der Temperaturkarte hervorzuheben.

## **3.6 MR-Verstärkerelektronik**

### **3.6.1 Motivation**

In diesem Kapitel wird die verwendete Verstärkerelektronik für die MR-Sensoren vorgestellt. Grundsätzlich ist die Verwendung eines Verstärkers notwendig, um das zu messende Sensorsignal an die Dynamik der Eingangsstufe des Analog-Digital-Umsetzers im Spektrum-Analysator (Kapitel 3.4) oder im Messplatz (Kapitel 3.5.2) anzupassen. Dabei ist die unbeeinflusste Verstärkung des Signals gewünscht. Jedoch findet zusätzlich zur Verstärkung immer eine Beeinflussung des Eingangssignals statt.

Um diese Beeinflussung möglichst gering zu halten und das eigentliche Sensorsignal lediglich zu verstärken, muss in Hinblick auf Eingangsrauschen, Offset, Eingangswiderstand, Frequenzbandbreite, Drift und weiteren Eigenschaften eine hinreichende Verstärkerelektronik entwickelt werden.

Für die Charakterisierung des intrinsischen Sensorrauschens (siehe Kapitel 2.1.3) ist der Einfluss der Rauschquellen der Elektronik besonders wichtig. Aus diesem Grund wird ein besonderer Fokus auf die Charakterisierung der intrinsischen Rauschquellen des eingesetzten Verstärkers gelegt.

### 3.6.2 Realisierung

Die Realisierung eines Verstärkers für schwache Sensorsignale kann mit verschiedenen Konzepten umgesetzt werden. Für diese Messanwendung wurde ein integrierter Instrumentenverstärker gewählt. Dieser besitzt im Vergleich zu anderen Verstärkern einen symmetrischen Aufbau des Eingangs und eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung [15]. Dadurch sind Instrumentenverstärker besonders für die Auswertung von Vollbrücken geeignet.

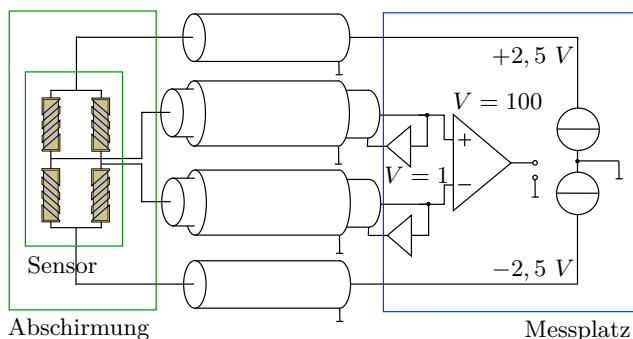


Abbildung 3.10: Schematischer Aufbau des Sensors, der Kabelführung und der Verstärkerelektronik zur besseren Visualisierung des Aufbaus der empfindlichen Eingangsstufe.

Der in Abbildung 3.10 dargestellte schematische Aufbau der Eingangselektronik zeigt die Anbindung des Sensors an den Verstärker. Auf der linken Seite ist der Sensor als Brücke dargestellt. Dieser wird bipolar mit einer konstanten Spannung von  $\pm 2,5$  V versorgt. Diese Versorgung kann je nach Charakterisierung im Spannungswert oder in der Art (Stromquelle) angepasst werden. Die Differenzspannung am Ausgang der Vollbrücke ist über Triax-Kabel (Belden Inc.) mit dem Instrumentenverstärker im Messplatz verbunden. Die Triax-Kabel besitzen neben dem Innenleiter zwei Schirme und eine Länge von etwa 3 Metern. Bei dieser Kabelart besteht die Möglichkeit, das Potential des inneren Schirmes über einen zusätzlichen Verstärker auf das Potential des Signalleiters zu legen (engl.



guarding). Mit dieser Methode kann der Einfluss der Kabelkapazität verringert werden [75]. Durch die breitbandige kapazitive Rückkopplung auf den Eingang besteht allerdings die Gefahr, dass zusätzliche Störungen auf das Eingangssignal einkoppeln, die sich dem Messsignal überlagern. Weiterhin sind die Rauschquellen der Guard-Verstärker im Eingang zu beachten und für die Rauschanalyse zu berücksichtigen. Das Guarding ist deshalb als optionale Störunterdrückungsvariante ausgelegt, die nur bei besonderen Messaufgaben eingesetzt wird. Dementsprechend kann das Guarding alternativ hinzugeschaltet werden. Ansonsten wird der mittlere Schirm niederohmig auf Masse-Potential gelegt. Der äußere Schirm ist zusätzlich und permanent mit dem Masse-Potential verbunden.

Der Instrumentenverstärker auf der rechten Seite in Abbildung 3.10 ist im Verstärkungsfaktor anpassbar, da die unterschiedlichen Sensorarten verschiedene Ausgangscharakteristiken aufweisen. In der Abbildung ist der Standardfaktor von 100 dargestellt. Alternativ können die weiteren Verstärkungsfaktoren von 1, 10, 200 und 1000 ausgewählt werden. Die Abweichung des Verstärkungsfaktors ergibt sich aus der Toleranz des Widerstandswertes, dem Verstärkungsfehler des Verstärkers und den parasitären Eigenschaften der Zuleitungen. Insgesamt ist eine Abweichung von unter  $\pm 1\%$  zu erwarten. Je nach Verstärkungsfaktor verändert sich die Bandbreite des Verstärkers. Der Zusammenhang ist invers, allerdings wird selbst bei einem Verstärkungsfaktor von 1000 noch eine ausreichende Bandbreite von 100 kHz erreicht.

Die Hauptanwendung der Messelektronik ist die Charakterisierung des intrinsischen Rauschens der Sensoren. In den Grundlagen 2.1.3 wurde mit der Vorstellung der Rauschquellen bereits die Größenordnung des Rauschens der verschiedenen MR-Sensoren vorgestellt. Dabei sind bereits die sehr geringen Werte des weißen Spannungsrauschens der AMR-Sensoren aufgefallen. Diese liegen in der Größenordnung des Eingangsrauschens von Verstärkerschaltungen. Dementsprechend ist eine besondere Sorgfalt bei der Auswahl des Vorverstärkers nötig.

Der Verstärker AD8421 [76] von Analog Devices ist speziell für die rauscharme Verstärkung bei Eingangswiderständen im Bereich von 1 k $\Omega$  bis 100 k $\Omega$  geeignet. Zusätzlich sind weitere wichtige Spezifikationen des Verstärkers, wie Gleichtaktunterdrückung, Bandbreite, Offset, Drift usw. besonders gut und passen zu den geforderten Anforderungen der Messelektronik.

Im Folgenden wird der Einfluss der Eingangsrauschquellen des Verstärkers auf das Eingangssignal am Beispiel des AD8421 genauer betrachtet. Prinzipiell unterscheiden sich die Eingangsrauschquellen von Verstärkern im Frequenzbereich und in der Art der Quelle (Strom- und Spannungsrauschen). Im ersten Schritt wird das gesamte Eingangsrauschen in Abhängigkeit vom Brückenwiderstand errechnet. Dazu stellt der Hersteller die passenden Modelle und Werte im Datenblatt des AD8421 zur Verfügung [76]. Zuerst wird das intrinsische spektrale Spannungs- und Stromrauschen bei Raumtemperatur für beide Eingänge berechnet (nach [76]), dabei ist der Brückenwiderstand zu 2,4 k $\Omega$  und der Verstärkungsfaktor zu 100 angenommen worden:

Spannungsrauschen:

$$\begin{aligned}
 S_{U,\text{total}}^{1/2} &= \sqrt{\left(\sqrt{S_{U,\text{out}}/G}\right)^2 + \left(\sqrt{S_{U,\text{in}}}\right)^2 + \left(\sqrt{S_{U,\text{Rg}}}\right)^2} \\
 &= \sqrt{(60/100)^2 + (3,2)^2 + \left(4 \cdot \sqrt{0,1}\right)^2} \\
 &= 3,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Stromrauschen als Ursache:

$$\begin{aligned}
 S_{RI,\text{total}}^{1/2} &= \sqrt{\left(R_{S,p} \cdot \sqrt{S_{I,\text{in}}}\right)^2 + \left(R_{S,n} \cdot \sqrt{S_{I,\text{in}}}\right)^2} \\
 &= \sqrt{(1200 \cdot 0,0002)^2 + (1200 \cdot 0,0002)^2} \\
 &= 0,34 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Am Ende werden die einzelnen Rauschbeiträge geometrisch bzw. als spektrale Rauschleistungsdichte mit dem Nyquist-Rauschen der Brückenwiderstände  $S_{Rs}$  von  $6,23 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  addiert.

$$\begin{aligned}
 S_{\text{total}}^{1/2} &= \sqrt{S_{U,\text{total}} + S_{RI,\text{total}} + S_{Rs}} \\
 &= \sqrt{(3,5)^2 + (0,34)^2 + (6,23)^2} \\
 &= 7,15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Die Rechnung zeigt die Abhängigkeiten des intrinsischen Verstärkerrauschen. Das Stromrauschen ist hier für den relativ kleinen Brückenwiderstand von  $2,4 \text{ k}\Omega$  nicht relevant und dementsprechend überwiegt hier das Spannungsrauschen bei den intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers, das sich dem Nyquist-Rauschen  $S_{Rs}$  von  $6,23 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  überlagert.

Interessanter ist die Berechnung des Modells in Abhängigkeit vom Brückenwiderstand. Dadurch wird der Zusammenhang besser dargestellt. Das Ergebnis bei Raumtemperatur und einem Verstärkungsfaktor von 100 ist in der Abbildung 3.11 dargestellt. Das Diagramm zeigt die auf den Eingang bezogene (rti, engl. referred to input) Gesamt rauschspannungsdichte in  $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  über den Brückenwiderstand in  $\Omega$  aufgetragen. Das theoretische Spannungsrauschen der Brückenwiderstände wurde mit Hilfe der Nyquist-Gleichung (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16) ermittelt und wird durch die blaue Kurve repräsentiert. Die grüne Charakteristik enthält das Eingangsrauschen des Verstärkers, das sich aus dem Spannungsrauschen, dem Stromrauschen und dem Brückenwiderstand bei einem Verstärkungsfaktor von 100 zusammensetzt (Gleichung 3.3). Für niederohmige Eingangswiderstände überwiegt das Spannungsrauschen von  $3,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (Verstärkung 100). Ab einem Eingangswiderstand von etwa  $3 \text{ k}\Omega$  wird der Einfluss des Stromrauschens deutlich. Die rote Kurve zeigt die geometrische Addition beider Kurven (Gleichung 3.3) und somit das gemessene

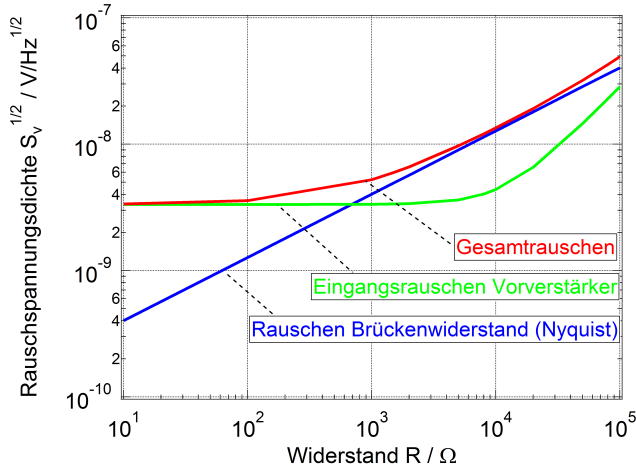


Abbildung 3.11: Die gemessene Rauschspannungsdichte im weißen Frequenzbereich (Gesamtrauschen) setzt sich aus verschiedenen Quellen zusammen und ist in Rot dargestellt. Das weiße Rauschen der Sensoren (Nyquist-Rauschen) in blau ist das geforderte Messsignal. Dieses überlagert sich mit den Rauschquellen des Verstärkers (Verstärkungsfaktor von 100), die in grün dargestellt sind. Die theoretische Berechnung dieser verschiedenen Beiträge ist im Diagramm in Abhängigkeit vom Brückenwiderstand in  $\Omega$  aufgetragen.

Gesamtrauschen, das mit dem Verstärkungsfaktor normiert wurde. Bei einem idealen Verstärker wäre die grüne Kurve und damit die intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers nicht vorhanden. Das würde dazu führen, dass die blaue und die rote Charakteristik übereinanderliegen und eine rauschfreie Verstärkung des intrinsischen Sensorrauschens stattfindet.

Die vorgestellten Zusammenhänge zeigen den Einsatzbereich in Abhängigkeit von den Brückenwiderständen des AD8421 sehr gut. Im Bereich von 2 k $\Omega$  bis 100 k $\Omega$  ist der Einfluss der intrinsischen Rauschquellen auf den Ausgang gering. Für niederohmige Widerstandsbrücken (<800  $\Omega$ ) ist ein geringeres Spannungsrauschens des Instrumentenverstärkers zu bevorzugen. In diesem Fall wäre der AD8429 [74] von Analog Devices besser geeignet. Dieser besitzt ein Eingangsspannungsrauschen von 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei 1 kHz (Verstärkungsfaktor 100). Allerdings ist das Stromrauschen mit 1,5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei 1 kHz deutlich größer. Erfreulicherweise besitzen der AD8421 und der AD8429 das gleiche Gehäuse und ebenfalls eine gleiche Ausrichtung der Anschlusspins. Dadurch kann das gleiche Layout der Platine für beide Verstärker eingesetzt werden.

Zusätzlich zur bisherigen Betrachtung sind die Rauschquellen im Frequenzbereich zu unterscheiden. Die vorige Darstellung (Abb. 3.11) beinhaltet

nur die weißen Rauschprozesse des Eingangsrauschen. Nachfolgend werden daneben die intrinsischen  $1/f$ -Rauschcharakteristiken einbezogen. Dazu ist ein Rauschspektrum (Abb. 3.12) einer  $2,4\text{ k}\Omega$  und einer  $15\text{ k}\Omega$  Widerstandsbrücke über der Frequenz berechnet worden, das auf den Modellen und Werten des Herstellers [76] beruht.

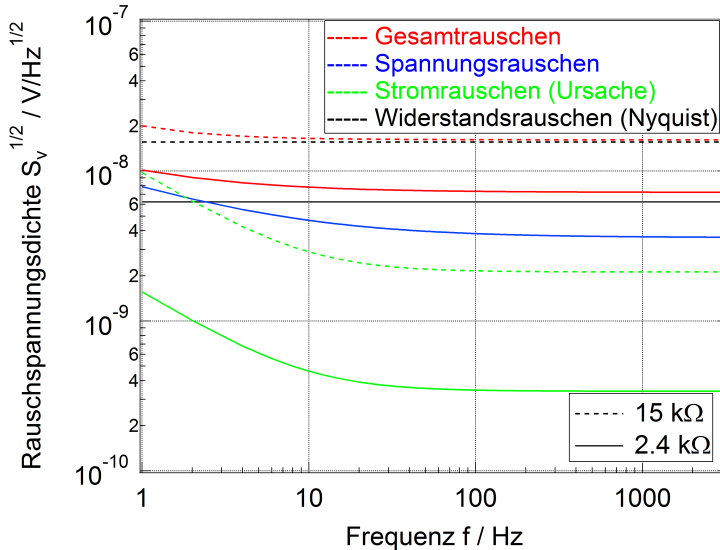


Abbildung 3.12: Die Berechnung zeigt die verschiedenen Rauschquellen in Abhängigkeit von der Frequenz für einen Brückenwiderstand von  $2,4\text{ k}\Omega$  und  $15\text{ k}\Omega$ . Die Quellen überlagern sich zur Gesamtrauschspannungsdichte am Eingang. Für kleine Brückenwiderstände ist das Rauschen, das aus dem Stromrauschen entsteht, deutlich kleiner als das Spannungsrauschen. Gleichzeitig zeigt das auf den Eingang bezogene Gesamtrauschen der  $15\text{ k}\Omega$  Widerstandsbrücke lediglich eine sehr kleine Abweichung vom theoretischen Nyquist-Rauschen.

In der Modellierung ist eine ideale Widerstandsbrücke betrachtet worden. Infolgedessen ist hier lediglich das theoretische weiße Rauschen in der schwarzen Charakteristik aufgetragen. Die Rauschquellen des Verstärkers sind in blau (Spannungsrauschen) und grün (Ursache Stromrauschen) dargestellt. Dabei sind im höherfrequenten Bereich die weißen Rauschprozesse sichtbar, welche der vorigen Betrachtung entsprechen (Formel 3.3 und Abbildung 3.11).

Im niederfrequenten Anteil ist ein Anstieg des Rauschens zu erkennen. Dort überwiegt das  $1/f$ -Rauschen. In rot ist das errechnete Gesamtrauschen gezeigt, das verstärkt wird und am Ausgang als Messgröße zur Verfügung steht. Es ist ein signifikanter Unterschied zum theoretischen

weißen Rauschen der Widerstandsbrücke vorhanden. Im niederfrequenten Bereich existiert ein  $1/f$ -Rauschen, das im eigentlichen Brückensignal eventuell nicht vorhanden ist. Diese systematischen Einflüsse des Verstärkers sind allerdings durch die Modelle und Spezifikationen bekannt und dementsprechend korrigierbar.

### 3.6.3 Charakterisierung

Als Motivation ist die möglichst unbeeinflusste und rauschfreie Verstärkung des Sensorsignals bzw. des intrinsischen Sensorrauschens besonders hervorgehoben worden. Zum Erreichen dieses Zieles wurde eine Verstärkerelektronik aufgebaut, die speziell für den für MR-Sensoren üblichen Ausgangs- oder Brückenwiderstand von  $2\text{ k}\Omega$  bis  $100\text{ k}\Omega$  geeignet ist. Die Übereinstimmung der Verstärkercharakteristik mit den Rauschmodellen soll im Folgenden durch Messungen spezifiziert werden.

Für die Messung des Eigenrauschens bietet es sich an, ohmsche Metallschicht-Widerstände zu charakterisieren. Ohmsche Widerstände besitzen ein herstellungs- und materialabhängiges  $1/f$ -Rauschen<sup>3</sup> und zeigen idealerweise nur den weißen Rauschanteil. Das theoretische Rauschen lässt sich mit der in der Einleitung eingeführten Nyquist-Gleichung (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16) bestimmen. Dadurch kann der Einfluss des Eingangsrauschens des Verstärkers charakterisiert und mit den Modellen verglichen werden.

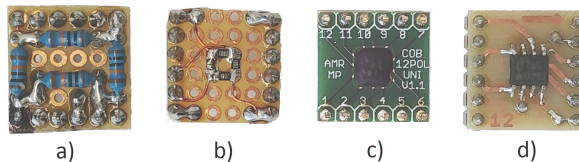


Abbildung 3.13: Die Fotografie zeigt zwei Brücken aus ohmschen Widerständen (a und b) und zwei AMR-Sensoren (c und d) in unterschiedlichen Umsetzungen. Alle Sensoren bzw. Messbrücken sind auf die für das Messsystem erforderlichen Stecker aufgebracht.

Zu diesem Zweck sind mehrere ohmsche Widerstandsbrücken aufgebaut worden. Diese bestehen jeweils aus vier zu einer Messbrücke angeordneten Metallschicht-Widerständen. Eine Fotografie in Abbildung 3.13 zeigt zwei aufgebaute Widerstandsbrücken neben zwei verwendeten AMR-Sensoren. Die für die Sensoraufnahme benötigten Stecker sind ebenfalls enthalten. In der Abbildung 3.14 sind die Ergebnisse der Rauschmessung für verschiedene ohmsche Brückenwiderstände abgebildet. Die Ergebnisse können im höherfrequenten Bereich bzw. im weißen Bereich mit den Rauschwerten aus Abbildung 3.11 verglichen werden. Dabei zeigt sich, dass es je

<sup>3</sup>Metallschicht-Widerstände zeigen ein geringes und Kohlewiderstände ein starkes  $1/f$ -Rauschen [16].

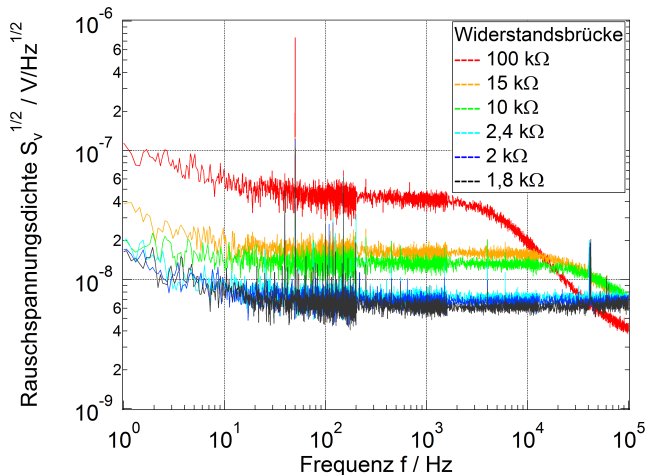


Abbildung 3.14: Die Messung zeigt die spektrale Rauschspannungsdichte für verschiedene Widerstandsbrücken in Abhängigkeit von der Frequenz. Das Messergebnis ist mit den intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers überlagert. Die eingeschränkte Bandbreite für große Brückenwiderstände resultiert aus dem Tiefpass, der sich in Verbindung mit den Eingangskapazitäten bildet.

nach Brückenwiderstand zu einer geringen Abweichung in der spektralen Rauschleistungsdichte kommt, die auf die Eingangsrauschquellen zurückzuführen ist. Dieses Verhalten wurde bereits durch die theoretischen Überlegungen erwartet und erläutert (Kapitel 3.6.2).

Neben den inneren Rauschquellen werden sehr schmalbandige äußere Rauscheinflüsse (Kapitel 2.1.3) gemessen, die als einzelne Störspitzen im Spektrum erkennbar sind. Diese werden zum großen Teil von elektrischen Störungen aus der Umgebung verursacht. Beispielsweise ist ein starkes 50 Hz-Störsignal inklusive Oberwellen im Spektrum zu erkennen. Im höherfrequenten Bereich sind typische Frequenzen von Schaltprozessen und Schaltnetzteilen als Störung überlagert. Die meisten dieser Störungen koppeln kapazitiv in den Signalpfad ein. Zusätzlich koppeln einige Störsignale galvanisch als Überlagerung auf der Signalmasse oder magnetisch ein.

Außerdem ist ein leichter Anstieg des  $1/f$ -Rauschens für höhere Brückenwiderstände zu erkennen. Das ist auf das Stromrauschen des Verstärkers als Ursache zurückzuführen. Die Charakteristik kann mit den theoretischen Berechnungen (Abb. 3.12) verglichen werden.

Es wurde bereits darauf hingewiesen, dass sich die Rauschmessungen mit theoretischen Rauschmodellen des Verstärkers modellieren lassen. Dementsprechend lässt sich eine Korrektur oder eine Kalibrierung des Messergebnisses durchführen. Die durch das intrinsische Rauschen erzeugte

systematische Abweichung ist für eine exemplarische Messung einer  $2,4\text{ k}\Omega$  Widerstandsbrücke in Abhängigkeit von der Frequenz korrigiert worden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.15 dargestellt.

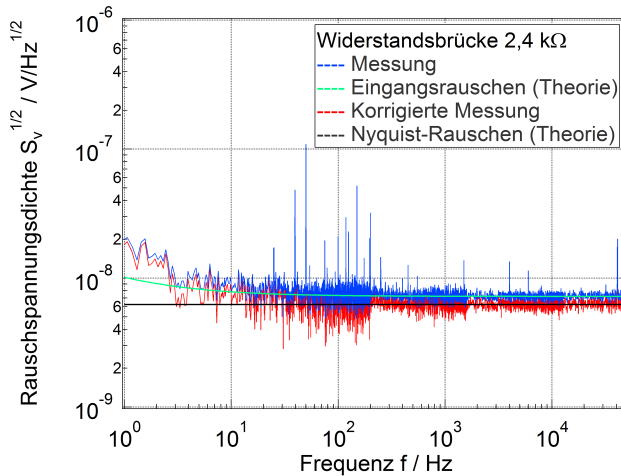


Abbildung 3.15: Das blaue Spektrum zeigt die Messung der spektralen Rauschspannungsdichte einer  $2,4\text{ k}\Omega$  Widerstandsbrücke. Diese Messung sollte mit der theoretischen Berechnung des Gesamttrauschens in der Farbe türkis übereinstimmen. Die Charakteristik beinhaltet das Nyquist-Rauschen in schwarz und die intrinsischen Rauschquellen der eingesetzten Verstärkerelektronik. Die um die intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers korrigierte Messung ist in rot dargestellt.

Das blaue Spektrum repräsentiert das gemessene Rauschen einer  $2,4\text{ k}\Omega$  Widerstandsbrücke. Dieses müsste mit dem theoretischen Modell der Messung der Widerstandsbrücke in türkis übereinstimmen. Diese Charakteristik enthält das Nyquist-Rauschen (schwarz) und die theoretischen Beiträge des intrinsischen Rauschens des Verstärkers. Das gemessene Spektrum wurde zusätzlich mit den theoretischen Rauschbeiträgen des intrinsischen Rauschens des Verstärkers korrigiert und ist in blau dargestellt. Ein Vergleich zeigt die gute Übereinstimmung der Modelle mit dem Messergebnis im weißen Bereich und die geringe Abweichung aufgrund der intrinsischen Rauschbeiträge des Verstärkers von unter  $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (vgl. 3.3). Im niederfrequenten Bereich von unter  $10\text{ Hz}$  ist eine signifikante Abweichung von den Modellen zum gemessenen Spektrum zu erkennen. Die Ursache ist auf eine weitere nicht beachtete  $1/f$ -Rauschkomponente im Modell zurückzuführen. Der unbekannte Beitrag des  $1/f$ -Rauschens ist vermutlich auf das intrinsische elektrische Rauschen der ohmschen Widerstandsbrücke ausgelöst. Die Modellierung der Rauschbeiträge der Widerstandsbrücke ist lediglich mit einem weißen Beitrag erfolgt.

Besonders ist zu erwähnen, dass die relative Abweichung für größere Widerstandsbrücken, wie  $10\text{ k}\Omega$ , deutlich geringer ausfällt (siehe Abbildung 3.11). Eine Korrektur des Spektrums ist nicht unbedingt erforderlich, da die  $1/f$ -Rauschcharakteristik von MR-Sensoren im allgemeinen stärker ausgeprägt ist und es im weißen Bereich häufig nur zu einer kleinen Beeinflussung kommt (siehe Abb. 3.11 und 3.12).

Eine weitere Besonderheit aus Abbildung 3.14 muss zusätzlich diskutiert werden. Neben dem erwarteten Rauschprozess ist bei einigen Spektren eine abfallende Charakteristik im höherfrequenten Bereich zu erkennen (Abb. 3.14). Dieses Verhalten tritt allerdings erst ab einem Brückenwiderstand von  $10\text{ k}\Omega$  auf und steigt für größere Widerstände. Die Ursache dafür ist im Messaufbau bzw. genauer im Eingangspfad begründet. Die Kapazitäten der Kabel im Eingangspfad und die Eingangskapazitäten des Verstärkers überlagern sich zu einer Gesamtkapazität. Diese Kapazität formt in Verbindung mit den Brückenwiderständen des Sensors einen Tiefpass. Die schematische Messaufbau zur Visualisierung der Kapazitäten ist in der Abbildung 3.16 dargestellt.

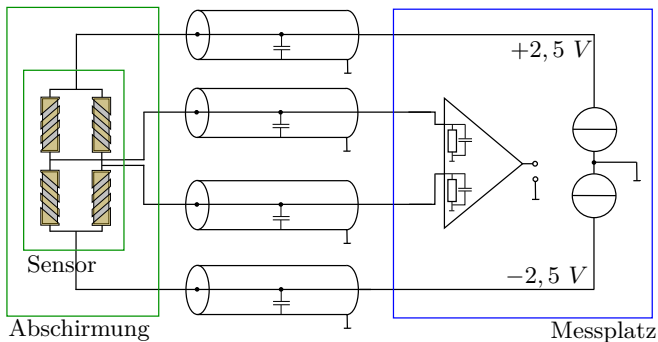


Abbildung 3.16: Der schematische Aufbau visualisiert die Eingangs- und Kabelkapazitäten, die in Verbindung mit den Brückenwiderständen für das Tiefpassverhalten verantwortlich sind.

Das gezeigte Tiefpassverhalten ist nicht ohne Einschränkungen zu verbessern. In der Temperatorkammer werden spezielle PTFE-Kabel (Polytetrafluorethylen) verwendet, die dem großen Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$  ausgesetzt werden können. Infolgedessen kann die Kabelart (Material und Abmessung) nicht beliebig geändert werden. Die Kabellänge ist ebenfalls an einen bestimmten Mindestwert gebunden. Die Signale müssen vom Messplatz zur Anschlussbox, durch die Abschirmtonne und das Temperatursystem geführt werden.

Das als Guarding vorgestellte Verfahren könnte das Tiefpassverhalten ebenfalls verbessern, allerdings ist der breite und allgemeine Einsatz der Technik aufgrund der vorher vorgestellten Probleme nicht möglich.



### 3.6.4 Ergebnis

Der vorgestellte Verstärker erfüllt die in der Einleitung genannten Anforderungen mit einer hinreichenden Charakteristik. Prinzipiell ist die unbeeinflusste Verstärkung gewünscht, allerdings lässt sich dies mit realen Verstärkern nicht erfüllen. Dementsprechend konnte für die spezifizierte Anwendung, die durch die MR-Sensoren vorgegeben ist, ein sehr gutes Messkonzept realisiert werden. Die geringen intrinsischen Rauschquellen ermöglichen im  $1/f$ -Frequenzbereich und im weißen Frequenzbereich eine reproduzierbare und in bestimmten Grenzen vernachlässigbare Überlagerung mit den Rauschquellen des Verstärkers. Zusätzlich sind die genauen Modelle und Spezifikationen des Verstärkers zur Beschreibung des systematischen Fehlers ein großer Mehrwert (Abb.3.12). Dadurch lassen sich die Eingangssignale direkt korrigieren (Abb. 3.15) und ohmsche Widerstandsbrücken als Referenz und zur Kalibrierung der Rauschmessung nutzen.

## 3.7 Temperatursystem

### 3.7.1 Einleitung und Motivation

Die Charakterisierung der Temperaturabhängigkeit von Sensoren ist in Industrie und Forschung besonders wichtig. In der Industrie werden dazu normalerweise Klimaschränke verwendet. Der Fokus des hier entwickelten Systems liegt in der Analyse der Temperaturabhängigkeit des Sensorrauschens. Diese Messungen sind sehr empfindlich und stark von den Umgebungsbedingungen (Magnetische Felder, etc.) abhängig. Aus diesem Grund muss das Temperatursystem in einer abgeschirmten Umgebung und innerhalb eines Spulensystems platziert werden. Diese nötigen Anforderungen können mit einem Klimaschrank nicht erreicht werden. Daher wurde ein Temperatursystem entwickelt, das die besonderen Anforderungen an die Stabilität, die Abmessungen und die erzeugten Störfelder gewährleistet.

Das komplette Temperatursystem muss innerhalb der geschlossenen Abschirmtonne (Kapitel 3.2) platziert werden. Zusätzlich muss das 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem (Kapitel 3.3) um das Temperatursystem angebracht werden. Dadurch wird das Spulensystem dem großen Temperaturbereich nicht ausgesetzt und die eingebauten Sensoren können unabhängig vom Temperatursystem in den spezifizierten Magnetfeldern charakterisiert werden. Ferromagnetische Materialien können die Magnetfeldcharakteristik der Spulen signifikant stören. Derartige mögliche Störeinflüsse sind bei der Auswahl der Materialien zu berücksichtigen.

Um eine signifikante Änderung des Sensorrauschens zu erzeugen, sind große Temperaturänderungen notwendig (siehe Abb. 2.3). Dementsprechend wurde ein großer Temperaturbereich angestrebt und auf  $\pm 175^\circ\text{C}$  festgelegt. Um den tiefen Temperaturbereich zu erzeugen, wird flüssiger Stickstoff verwendet (Siedetemperatur etwa  $-195^\circ\text{C}$ ). Der Heizvorgang wird mit einer elektrischen Heizquelle realisiert. Damit können prinzipiell höhere Temperaturen als  $175^\circ\text{C}$  erreicht werden, allerdings ist dies

nicht nötig, da das Gehäuse der kommerziell verfügbaren Sensoren für diese Temperaturen nicht ausgelegt ist und infolgedessen Schaden nehmen könnte.

Der Störeinfluss des Temperatursystems auf die Rauschmessung ist beim Entwurf zu berücksichtigen. Die elektrischen und magnetischen Störfelder, die durch die Heiz- oder Kühlprozesse entstehen, sind durch die Auslegung der Quellen auf ein Minimum zu reduzieren. Unerwünschte Rauschquellen entstehen ebenfalls bei einer unzureichenden Stabilität der Temperatur. Dieses Problem lässt sich mit einer angepassten Regelung in Zusammenhang mit einer thermischen Trägheit (große Wärmekapazität) entgegenwirken. Im Ergebnis ist ein guter Kompromiss zwischen Stabilität und Messzeit zu finden. Die genannten Forderungen an das Temperatursystem werden im Folgenden in einer Realisierung umgesetzt und danach charakterisiert.

### 3.7.2 Realisierung

Der zu messende Sensor soll einem Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$  ausgesetzt werden und in diesem Temperaturbereich bezüglich verschiedener Sensoreigenschaften charakterisiert werden. Die dafür nötige thermische Stabilität des Temperatursystems und speziell der Sensorumgebung wird mit Hilfe des Sensorträgers erzeugt. Die erste Version der Aufnahme wurde bereits in einer Masterarbeit entwickelt [67]. Die neue Sensoraufnahme, die als Kupferkörper realisiert ist, ist in der Kontaktierung verbessert und ermöglicht eine Drehung der Aufnahme in einem Winkel von  $90^\circ$ . Dabei wird der Kupferkörper in eine weitere Kupferaufnahme eingeführt. Der Kontakt ist auf eine gute thermische Leitfähigkeit ausgelegt. Durch die variable Ausrichtung des Kupferkörpers, ist eine vielseitige Ausrichtung der Sensoren möglich. Ansonsten wäre der Sensor auf die Flexibilität des 3-Achsen Spulensystems beschränkt. Allerdings muss darauf hingewiesen werden, dass durch die vielen Kabelverbindungen und die gute thermische Kontaktierung die Änderung des Winkels des Sensorträgers vorsichtig und sorgfältig durchgeführt werden muss. Eine CAD-Zeichnung der Sensoraufnahme und zweite Zeichnung des Kupferaufbaus sind in der Abbildung 3.17 gezeigt.

Der Sensor wird in die Sensoraufnahme gesteckt (Abb. 3.17), die auf einen größeren Kupferkörper aufgesetzt ist. Zusätzlich wird auf dem Sensorträger eine Kupferabdeckung befestigt. Dadurch befindet sich der Sensor in einem von Kupfer umgebenen Gehäuse. Die hohe Wärmeleitfähigkeit von Kupfer erzeugt in diesem eine homogene Temperaturverteilung (Abb. 3.19) und sorgt in Verbindung mit dem vergleichsweise großem Volumen für eine stabile Sensortemperatur. Die Magnetisierung des Kupfers im Magnetfeld ist zu vernachlässigen. Dementsprechend eignet sich Kupfer besonders gut als Material für die Aufnahme. Die Kontakte der Sensoren sind elektrisch isoliert zum Kupfer angebracht.

Die Temperatur kann mit Hilfe eines Pt100-Temperatursensors gemessen werden, der sich in einer Bohrung des Kupferkörpers befindet. Der Pt100-Sensor besitzt die Toleranzklasse 1/10B und weist damit eine temperaturabhängige und genormte Messunsicherheit auf. Bei  $150^\circ\text{C}$  ist eine

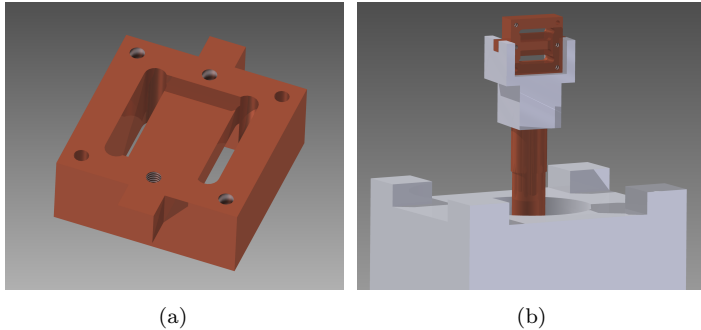


Abbildung 3.17: Die realisierte Sensoraufnahme (a) und die Anbindung an den zentralen Kupferzylinder (b) als CAD-Modell.

Messunsicherheit von weniger als  $\pm 0,18$  K vorhanden. Die Toleranzklassen A und B sind bis zu Temperaturen von  $-200^\circ\text{C}$  spezifiziert. Da die MR-Sensoren in verschiedenen Gehäuseformen (SOIC,...) verfügbar sind, ist das Messvolumen größer und die Kontaktierung weitestgehend flexibel ausgelegt worden. Gleichzeitig wurde darauf geachtet, dass kein direkter mechanischer Kontakt der Sensoren an den Kupferdeckel besteht. Ansonsten könnte dies in Folge von thermischer Ausdehnung, aufgrund von den Temperaturänderungen, mechanische Spannungen auf den Sensor und die magnetischen Materialien ausführen und so die Rauschprozesse signifikant stören. Daher wird der Kontakt vom Kupfer zum Sensor mit einer geringen Menge Wärmeleitpaste hergestellt.

Die Anbindung des Sensors an das Kühl- und Heizsystem kann am besten anhand einer schematischen Zeichnung des Aufbaus gezeigt werden (Abb. 3.18). Der Sensor ist in der Mitte des Spulensystems platziert und auf dem angesprochenen Kupferträger, in der oberen Mitte des Aufbaus, angeordnet. Die optional verwendbare Kupfer-Abdeckung ist über dem Sensor illustriert. Der Sensorträger ist auf einen weiteren Kupferzylinder aufgesteckt. Dieser befindet sich als zentrales Element in der Mitte des Systems. Der Kupferzylinder leitet die Kühl- oder Heizenergie an den Sensorträger und somit an den Sensor weiter und sorgt für eine gute Anbindung des MR-Sensors an die Heiz- und Kühlquelle.

Als Kühlquelle wird flüssiger Stickstoff ( $\text{LN}_2$ ) verwendet. Der flüssige Stickstoff befindet sich in einer handelsüblichen, aber veränderten Isolierkanne (Dewar mit etwa 1 Liter Fassungsvermögen) im unteren Bereich des Aufbaus. Der bereits erwähnte Kupferzylinder befindet sich direkt im flüssigen Stickstoff und nimmt dessen Temperatur an. Dadurch sinkt die Sensortemperatur langsam ab und ein thermisches Gleichgewicht stellt sich ein. Es wird eine stabile minimale Sensortemperatur von  $-179^\circ\text{C}$  erreicht.

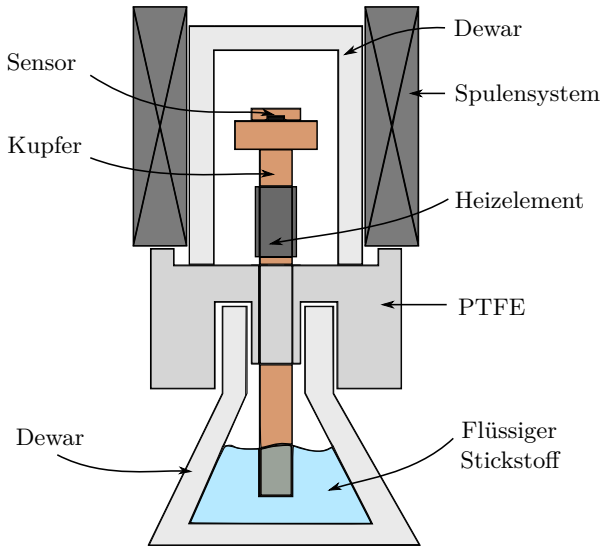


Abbildung 3.18: Der Aufbau des Temperatursystems als schematische Zeichnung. Das Spulensystem ist um das obere Dewargefäß angeordnet. Der Sensor befindet sich an der Spitze des Kupferzylinders und im Mittelpunkt des Spulensystems.

Mit Hilfe der elektrischen Heizquelle kann die Temperatur des Sensors erhöht und geregelt werden. Die Heizquelle besteht aus einem oxidierten Widerstandsdraht mit der Bezeichnung ISOTAN® (Isabellenhütte). Dieser ist um den Kupferzylinder gewickelt und befindet sich im oberen Bereich des Zylinders (siehe Abb. 3.18). Durch die von außen zugeführte Heizleistung kann die Temperatur des Zylinders erhöht werden. Das dabei durch den Heizstrom entstehende Magnetfeld wird durch eine bifilare Wicklung der Heizleitungen unterdrückt  $<100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Insgesamt entsteht durch die Kühl- und Heizenergie ein thermisches Gleichgewicht. Die steuerbare elektrische Heizleistung ermöglicht die Regelung der Sensortemperatur im Bereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$ . Die für diesen Temperaturbereich nicht ausgelegte Verkapselung bzw. das Gehäuse der Sensoren begrenzt die maximale Sensortemperatur allerdings bei den meisten kommerziellen Sensoren auf  $150^\circ\text{C}$ . In dem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass viele MR-Sensoren nur für eine Umgebungstemperatur von  $-40^\circ\text{C}$  bis  $125^\circ\text{C}$  spezifiziert sind [77].

Die gute Stabilität und die geringe Energiezufuhr ermöglichen Messzeiten von vielen Stunden. Diese Eigenschaften sind in der Isolation zur Umgebung begründet. Zur thermischen Isolation ist der obere Teil des Heizsystems von einem Dewargefäß umgeben. Der Stickstoff im unteren Teil befindet sich ebenfalls in einem Dewargefäß. Diese beiden Teile sind

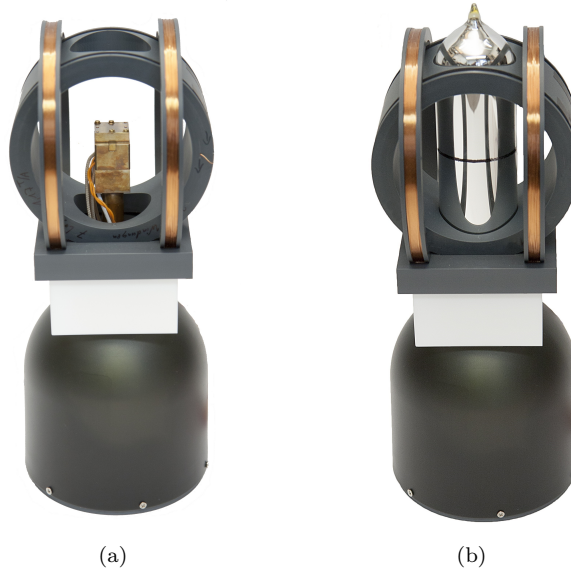


Abbildung 3.19: Fotografien des realisierten Temperatursystem ohne (a) und mit (b) Dewargefäß als isolierende Abdeckung.

mit einem PTFE-Körper (Polytetrafluorethylen) in der Mitte verbunden (siehe Abb. 3.18). Zur besseren Verdeutlichung des Systems sind zwei Fotos (Abb. 3.19) gezeigt.

### 3.7.3 Charakterisierung

In diesem Kapitel werden die an das Temperatursystem gestellten Anforderungen geprüft. Als wichtigste und zugleich kritischste Anwendung wurde die Charakterisierung des intrinsischen Rauschens von magneto-resistiven Sensoren in Abhängigkeit von der Sensortemperatur genannt. Dabei ist es besonders wichtig, dass das Kühl- und Heizsystem die Messungen nicht stören. Außerdem ist eine stabile Sensortemperatur nötig, damit eine mögliche Drift der Sensortemperatur keine weiteren und ungewollten Rauschprozesse anregt. Diese Anforderungen können mit einer temperaturabhängigen Rauschmessung von einer Widerstandsbrücke charakterisiert werden. Das weiße Rauschen von ohmschen Widerständen und die damit einhergehende Temperaturabhängigkeit sind bekannt (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16). Infolgedessen eignet sich die Messung zur Charakterisierung des Systems.

Die spektrale Rauschspannungsdichte einer ohmschen Widerstandsbrücke von  $10\text{ k}\Omega$  wurde in einem Frequenzbereich von  $1\text{ Hz}$  bis  $50\text{ kHz}$  aufgenommen und ist in der Abbildung 3.20 dargestellt. In Abbildung 2.3 in Kapitel

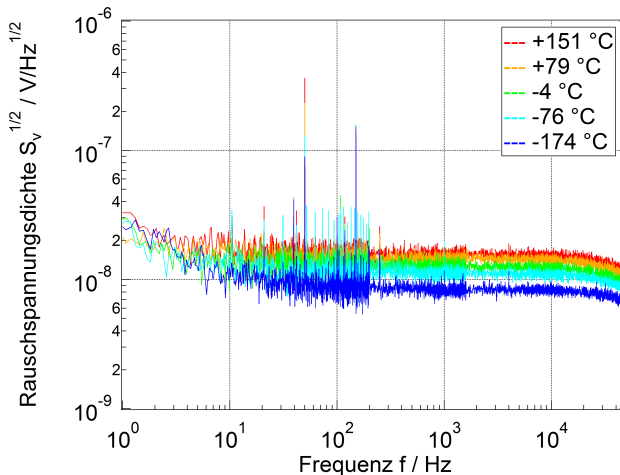


Abbildung 3.20: Messung der spektralen Rauschspannungsdichte einer 10 kΩ Widerstandsbrücke bei verschiedenen Temperaturen. Es ist keine signifikante Störung des Rauschspektrums durch das Temperatursystem sichtbar.

2.1.3 sind die theoretischen Werte für die spektrale Rauschspannungsdichte von verschiedenen Widerständen in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt. Im Vergleich mit den gemessenen Werten in der Abbildung 3.20 zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Die geringen Unterschiede sind hauptsächlich auf das Eigenrauschen des Verstärkers (Kapitel 3.6) und die leichte, thermisch angeregte, Widerstandsänderung der ohmschen Widerstände (geringer Temperaturkoeffizienten von  $\pm 10$  ppm/K) zurückzuführen.

Neben dem weißen Rauschen ist die  $1/f$ -Rauschcharakteristik zu betrachten. In Abbildung 3.12 wurde bereits das Eigenrauschen des Verstärkers mit den theoretischen Werten verglichen. Dort ist zusätzlich eine Analyse des  $1/f$ -Rauschens enthalten, die durch den Verstärker erzeugt wird. Hier ist der Einfluss des Temperatursystems auf das  $1/f$ -Rauschen zu charakterisieren. Im Vergleich zeigt sich kein signifikanter Einfluss des Temperatursystems auf das  $1/f$ -Rauschen des ohmschen Widerstandes.

Auffällig ist jedoch das Absinken der spektralen Rauschspannungsdichte bei hohen Frequenzen ab 20 kHz. Dieses Tiefpassverhalten ist auf den Ausgangswiderstand in Verbindung mit der Eingangskapazität zurückzuführen und wurde im Kapitel 3.6 behandelt. Insgesamt zeigt sich keine sichtbare Änderung des Tiefpassverhaltens, was auf eine geringe Temperaturabhängigkeit der 10 kΩ Brückenwiderstände schließen lässt.

Außerdem sollte die gute Unterdrückung der durch den Heizstrom produzierten Magnetfelder erwähnt werden. Der Abstand der Heizquelle zum

Sensor von etwa 8 cm sorgt in Verbindung mit der bifilaren Wicklung für eine starke Unterdrückung der erzeugten magnetischen Feldstärke, die zu keinem signifikanten Einfluss des Temperatursystems auf die Rauschspektren führt. Dies wurde bei tiefen und hohen Temperaturen (bis 3 A Heizstrom) in Abbildung 3.20 verifiziert.

Abschließend sind die Betriebsdaten zu erwähnen. Die Stickstoffkanne wurde vor der Messung mit etwa 700 mL flüssigem Stickstoff befüllt. Diese Menge war für die mehrere Stunden andauernde Messung ausreichend. Die Heizleistung ist sehr stark von der angestrebten Temperatur abhängig. Die maximale Leistung durch die Heizspule betrug weniger als 30 W und wurde je nach Temperatur stark variiert.

### 3.7.4 Ergebnis

Die temperaturabhängige Aufnahme von Rauschspektren in einem Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$  ist ein enormer Fortschritt für die Analyse von Rauschquellen. Ein dafür geeignetes System stellt sehr große Anforderungen an die Temperaturstabilität, die mechanischen Abmessungen und die elektrischen und magnetischen Störeinflüsse dar. Das hier vorgestellte System ist eine mögliche Realisierung, um die genannten Anforderungen zu erfüllen.

Insgesamt steht ein Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$  zur Verfügung, der zeitlich stabil (Temperaturänderung kleiner als  $1^\circ\text{C}$  in 20 Minuten bei  $-175^\circ\text{C}$ ) gehalten werden kann. Trotzdem besitzt das System nur vergleichsweise geringe mechanische Abmessungen. Es lässt sich einfach innerhalb des 3-Achsen Helmholtz-Spulensystems anordnen, das insgesamt innerhalb einer vorhandenen Abschirmtonne (Kapitel 3.2) platziert ist. Durch die Berücksichtigung der Störquellen im mechanischen Entwurf, konnten die Störquellen so stark unterdrückt werden, dass die sehr geringen intrinsischen Rauschsignale nicht signifikant gestört werden.

## 3.8 Stromquelle

### 3.8.1 Motivation

Die in diesem Kapitel vorgestellte Stromquelle ist eine Weiterentwicklung der Magnetfeldkarte in Kapitel 3.5.2. Dabei wurde das Konzept komplett geändert. Das war notwendig, weil die Rauschmessungen in Abhängigkeit vom magnetischen Arbeitspunkt nicht mit den Spezifikationen des vorigen Konzeptes bzw. Aufbaus (Kapitel 3.5.2) realisierbar waren.

In Kapitel 3.3 wurde das 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem genauer erläutert, das für die Erzeugung von Magnetfeldern in der schweren und in der leichten Achse der Sensoren benötigt wird. Zum Betrieb dieser Spulen wird ein Anregungsstrom benötigt, der je nach Anwendung bestimmte Anforderungen erfüllen muss. Die wichtigste und gleichzeitig kritischste Anwendung ist die Rauschmessung in verschiedenen Arbeitspunkten der Sensorkennlinie. Dazu sind sehr rauscharme und verhältnismäßig große Magnetfelder und folglich Ströme (bis 1,5 A) notwendig. Trotzdem muss

neben dem geringen Rauschen des Magnetfeldes eine sehr hohe Stabilität gefordert werden. Daher müssen Drifteffekte, die beispielsweise durch Erwärmung entstehen, unterdrückt werden. Diese würden ansonsten weitere Rauschprozesse anregen, die das Messergebnis stören. Zu diesem Zweck ist eine spannungsgesteuerte Stromquelle entwickelt worden. Durch den Entwurf als Stromquelle können die Impedanzen der Spulen und die damit verbundenen Erwärmungseffekte weitestgehend vernachlässigt werden. Zusätzlich ist zu erwähnen, dass andere internationale Forschergruppen das Strom- bzw. Magnetfeldrauschen der geforderten Anwendung häufig nicht charakterisieren. Generell werden Stromquellen mit niederfrequenten Ausgangsfiltern zur Rauschunterdrückung [1] oder Blei-Akkumulatoren in Verbindung mit Vorwiderständen als Stromquelle für die Spulen verwendet. Dadurch ergeben sich allerdings einige Nachteile im Vergleich zu der Realisierung als spannungsgesteuerte Stromquelle. Bei Blei-Akkumulatoren ist der Innenwiderstand im Vergleich zu anderen Batterietechnologien sehr gering, allerdings ist dieser für die Applikation nicht vernachlässigbar. In der Anwendung ergibt sich eine lastabhängige Ausgangsspannung, die zusätzlich vom Ladezustand des Akkumulators abhängt. Dieser Einfluss kann Drifteffekte erzeugen, die sich im Ausgangsstrom zeigen und durch den als Stromquelle notwendigen externen Vorwiderstand zudem vergrößert werden. Insgesamt ist das Konzept der rauscharmen spannungsgesteuerten Stromquelle zu bevorzugen.

### 3.8.2 Realisierung

Die zu entwickelnde Stromquelle wurde mit Hilfe von Regelkreisen umgesetzt. Der Ausgangsstrom, der durch die Spule fließt und das Magnetfeld erzeugt, wird sehr empfindlich und rauscharm gemessen und auf den Eingang eines äußeren Regelkreises zurückgekoppelt. Dort wird dieser mit einer äußeren Steuerspannung verglichen und ggf. nachgeregelt. Zusätzlich sorgt ein innerer Regelkreis für eine verbesserte Linearität des Ausgangsstromes.

Der Entwurf eines Strom-Regelkreises für induktive Lasten ist kritisch. Die Impedanz bzw. die Induktivität der Spule erzeugt eine Phasenverschiebung, die auf den Stromfluss in der Spule wirkt und den Regelkreis zur Instabilität neigen lässt. Diese Phasenverschiebung stellt sich in Abhängigkeit von der Impedanz und der Frequenz ein. Infolgedessen wurden die Spulenimpedanzen aus Abbildung 3.6 in den Entwurf der Regelkreise aufgenommen. Weiterführende Literatur zur Stabilität von Regelkreisen ist in [15, 16] enthalten.

Für die Erzeugung der geforderten Magnetfelder von bis zu  $\pm 1,5 \text{ mT}$  sind Ströme von bis  $\pm 1,4 \text{ A}$  nötig. Um diese großen Ströme bipolar zu erzeugen, wird eine Leistungsendstufe aus Bipolartransistoren aufgebaut. Der Regelkreis ist als Blockschaltbild in der Abbildung 3.21 gezeigt.

Die Stromquelle ist in zwei Regelkreise unterteilt. Der Hauptaufgabe des inneren Regelkreises ist die Verbesserung der Linearität. Eine unregelmäßige oder nicht vorgespannte Endstufe erzeugt eine starke Verzerrung im Nullpunkt [15]. In dieser Form wäre die Leistungsendstufe für die Anwendung als Referenzquelle (Normierung des Rauschspektrums) während



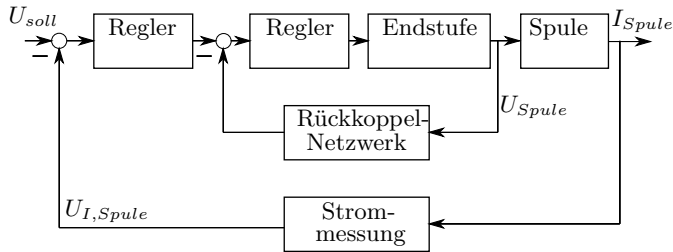


Abbildung 3.21: Blockschaltbild der Stromquelle zur Ansteuerung des Helmholtz-Spulensystems.

einer Rauschmessung nicht einsetzbar. Aus diesem Grund ist die Regelung der Endstufe in einen schnelleren inneren Regelkreis ausgelagert, der die Endstufe nichtlinear ansteuert und so die Linearität der Ausgangscharakteristik deutlich verbessert.

Der äußere Regelkreis ist für die eigentliche Stromregelung ausgelegt. Der Spulenstrom  $I_{\text{Spule}}$  wird über einen Strommesswiderstand (engl. shunt) von  $0,1\,\Omega$  gemessen und sehr rauscharm verstärkt. Der verstärkte Spulenstrom wird als Spannungssignal  $U_{I,\text{Spule}}$  auf den Eingang zurückgekoppelt und dort mit einer äußeren Soll- oder Steuerspannung  $U_{I,\text{Soll}}$  verglichen. Je nach Abweichung wird der Regler angesteuert und der Spulenstrom  $I_{\text{Spule}}$  nachgeregelt und korrigiert.

### 3.8.3 Charakterisierung

Die Stromquelle ist universell für die verschiedenen Spulen aus Kapitel 3.3 einsetzbar. Je nach Spule kann die Dynamik der Stromquelle über den Verstärkungsfaktor des Instrumentenverstärkers im Rückkoppelzweig im Bereich von  $0,01\,\text{A/V}$  bis  $10\,\text{A/V}$  angepasst werden. Die Werte  $50\,\text{mA/V}$ ,  $100\,\text{mA/V}$  und  $10\,\text{A/V}$  sind fest eingestellt und über einen Steckverbinder wählbar. Der Faktor  $10\,\text{A/V}$  ist praktisch nicht relevant und wird bei offenem Steckverbinder erreicht. Dieser Zustand entspricht einem Verstärkungsfaktor von 1. Die Kennlinie 3.22 zeigt den Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und dem Spannungs- zu Stromfaktor. Die Messung wurde mit der Y-Spule (Kapitel 3.3) als Last durchgeführt. In der Abbildung 3.22 ist die sehr gute Linearität, eine verschwindende Hysterese und der geringe Offset der Stromquelle zu erkennen. Diese Spezifikationen sind auf die sehr guten Komponenten für die Strommessung zurückzuführen. Der Strommesswiderstand ( $0,1\,\Omega$ ) ist sehr driftarm (Temperaturkoeffizient  $\pm 100\,\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ) und genau (Widerstandstoleranz von  $\pm 1\,\%$ ) ausgelegt. Der Spannungsabfall am Messwiderstand wird ebenfalls sehr rausch- und driftarm von einem Instrumentenverstärker [74] verstärkt. Die Abweichung zum Absolutwert des Stromes wurde abgeschätzt. Die kombinierte Standardunsicherheit des Stromes wurde bei einem Dynamikbereich von  $\pm 1000\,\text{mA}$  unter Vernachlässigung von Temperatur-

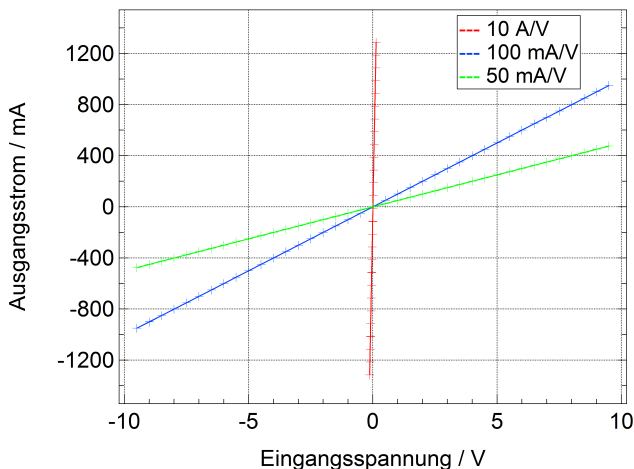


Abbildung 3.22: Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung für die einstellbaren Dynamikbereiche. Für diese Messung wurde die Y-Spule (Kapitel 3.3) als Last verwendet.

und Alterungseffekten aus den Herstellerangaben zu  $\pm 8,16 \text{ mA}$  errechnet. Der Verstärkungsfaktor des Instrumentenverstärkers kann über einen Steckverbinder ausgewählt werden und beeinflusst so den Spannungs- zu Stromfaktor und die Verstärkung im Regelkreis. In Abhängigkeit des Dynamikbereichs ergibt sich eine kombinierte Standardmessunsicherheit des Stromflusses von unter  $\pm 1 \%$  des Maximalwertes. Für die Anwendung der Magnetfelderzeugung ergibt sich allerdings eine größere Messunsicherheit, da die Messunsicherheit des Spulenfaktors des Spulensystems dominiert (Kapitel 3.3).

Eine weitere wichtige Eigenschaft stellt das Stromrauschen des Ausgangsstromes dar. In Verbindung mit dem Spulenfaktor (Kapitel 3.3) kann damit das Rauschen des erzeugten Magnetfeldes bestimmt werden. Für die Rauschmessung im Arbeitspunkt sollte das Magnetfeldrauschen unterhalb des möglichen Detektionslimits des Sensors liegen. Die besten AMR-Sensoren erreichen ein Magnetfeldrauschen von etwas weniger als  $100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  (siehe Abbildung 4.2). Dieser Wert sollte durch das Magnetfeldrauschen für den gesamten Frequenzbereich unterschritten werden. Ansonsten kann die Rauschmessung im Arbeitspunkt gestört werden. Die Messung in Abbildung 3.23 enthält das Stromrauschen für verschiedene Ausgangsströme über der Frequenz. Zusätzlich wurde auf der rechten Achse das Magnetfeldrauschen unter Zuhilfenahme des Spulenfaktors von  $1,17 \text{ mT/A}$  (Y-Spule, Tabelle 3.1) errechnet.

Die verschiedenen Spektren zeigen sehr gute Werte für das Stromrauschen, die weitestgehend unabhängig von dem Ausgangsstrom sind. Der Unter-

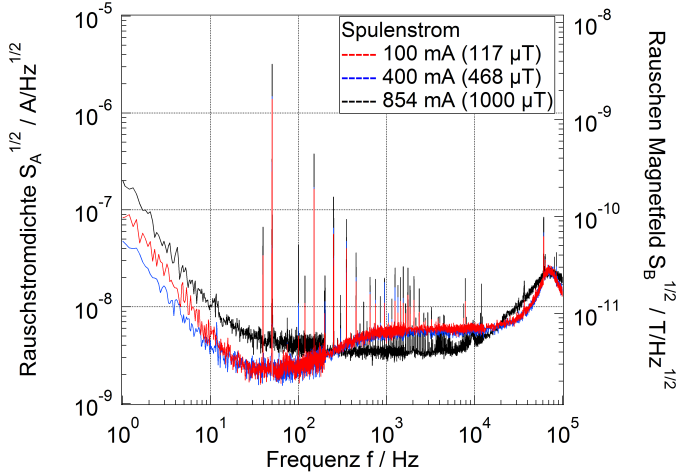


Abbildung 3.23: Das Stromrauschen wurde bei unterschiedlichen Ausgangsströmen charakterisiert. Dabei sind die Ströme 100 mA und 400 mA mit einem Spannungs- zu Stromfaktor von 50 mA/V und der Strom von 854 mA mit einem Faktor von 100 mA/V erzeugt worden. Dadurch ergeben sich leicht unterschiedliche Rauschcharakteristiken. Ab etwa 30 kHz steigt das Rauschen aufgrund der Frequenzbandbreite des Regelkreises. Als Last diente jeweils die Y-Spule. Unter Zuhilfenahme des Spulenfaktors von der Y-Spule konnte das Rauschen des Magnetfeldes (rechte Achse) aus dem Stromrauschen errechnet werden.

schied in der Rauschcharakteristik von 100 mA und 400 mA zu 854 mA ist in den unterschiedlichen Spannungs- zu Stromfaktoren begründet, die für die jeweilige Messung ausgewählt wurden. Insgesamt ist mit dieser Elektronik selbst bei den empfindlichsten AMR-Sensoren eine arbeitspunktabhängige Analyse der Rauschquellen möglich. Die geforderten  $100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  im Rauschen des Magnetfeldes werden über einen breiten Frequenzbereich von 10 Hz bis zu 100 kHz deutlich unterboten. Lediglich für sehr tiefe Frequenzen zeigt sich ein erhöhtes Rauschen, das aber vermutlich nicht in der Stromregelung begründet ist. Allerdings sind in diesem Bereich die Anforderungen an das Rauschen des Magnetfeldes, aufgrund vom  $1/f$ -Rauschen der MR-Sensoren, schwächer.

Für die Rauschmessungen im Arbeitspunkt ist auf der Stromquelle eine zusätzliche Gleichspannungsquelle vorhanden. Es hat sich gezeigt, dass das Rauschen der steuernden Eingangsspannung ein großes Problem darstellt und häufig der limitierende Faktor für das Stromrauschen ist. Aus diesem Grund wurde eine einstellbare und sehr rauscharme Gleichstromquelle realisiert. Diese Quelle kann Gleichspannungen bis zu  $\pm 17 \text{ V}$  ausgeben und dadurch den gesamten Dynamikbereich der Stromquelle ansteuern.

### 3.8.4 Ergebnis

Im Vergleich zu alternativen Methoden zur Erzeugung von gesteuerten Strömen in Spulen zeigt dieses Konzept einige Vorteile, die sich in den verbesserten Spezifikationen charakterisieren lassen. Die Spezifikationen des Stromrauschens von unter  $10 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei 10 kHz (Abbildung 3.23) sind in Relation zu dem zur Verfügung stehenden Dynamikbereich von über 1 A beträchtlich.

Häufig werden diese Messungen mit Blei-Akkumulatoren durchgeführt, was einige Nachteile bietet (siehe Kapitel 3.8.1). Im Vergleich ist die vorgestellte Methode als Stromquelle zu bevorzugen.

Außerdem ist das Schaltungskonzept weitestgehend unabhängig von der Stromstärke. Aus diesem Grund ist eine weitere Elektronik mit einer anderen Leistungsstufe realisiert worden, die Ströme bis zu 4 A treiben kann. Durch den erhöhten Dynamikbereich weist diese Schaltung allerdings ein leicht höheres Rauschen von etwa  $100 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$  ( $117 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) bei 1 kHz auf. Dieser Wert ist bei einem Ausgangsstrom von 859 mA und einem Magnetfeld von etwa 1 mT charakterisiert worden. Aus diesem Grunde ist die vorgestellte Elektronik bei Rauschmessungen vorzuziehen.

## 3.9 Modulationselektronik

In den Grundlagen (Kapitel 2.2) wurde bereits das Konzept der Modulation und der praktische Nutzen zur Offsetunterdrückung bei AMR-Sensoren angesprochen. Für die Untersuchung der intrinsischen Sensoreigenschaften spielt die periodische Ummagnetisierung der Sensormagnetisierung in der leichten Achse eine untergeordnete Rolle. Jedoch ist die Erzeugung einer definierten Sensormagnetisierung in der leichten Achse der AMR-Sensoren für die Rauschmessung sehr wichtig. Daher ist das definierte Setzen der Sensormagnetisierung in die beiden Magnetisierungsrichtungen als Funktionalität des Messsystems gefordert. Dazu wird eine Elektronik benötigt, die kurzzeitig ( $<10 \mu\text{s}$ ) sehr hohe Strompulse (bis zu 3 A) innerhalb der integrierten Flipspule des AMR-Sensors erzeugt. Dadurch wird ein starkes Magnetfeld in der leichten Achse des Sensors generiert und der magnetische Arbeitspunkt der Magnetisierung neu gesetzt.

Der dafür notwendige Steuerpuls der Elektronik wird von dem zentralen Mikrocontroller (Kapitel 3.5.2) des Messsystems generiert und kann in der Richtung und der Dauer angepasst werden. Die eigentliche Erzeugung der Strompulse wird mit einem sehr schnellen Brückentreiber des Typs BD65491FV von ROHM ausgeführt. Dieser kann Pulse von bis zu 4 A mit einer minimalen Pulsdauer von unter 300 ns generieren. Dadurch können die Magnetisierungen der verschiedenen AMR-Sensoren definiert gesetzt und in der Richtung gewechselt werden.

Bei einem entsprechenden Eingangssignal ist die Elektronik ebenfalls für die periodische Ummagnetisierung und dementsprechend die Modulation des Sensors geeignet. Aus diesem Grund ist die Elektronik in einer Masterarbeit [78] als Basis für ein AMR-Magnetometer (Abb. 3.24) verwendet worden, das nebenbei zur Charakterisierung von Spulen entwickelt

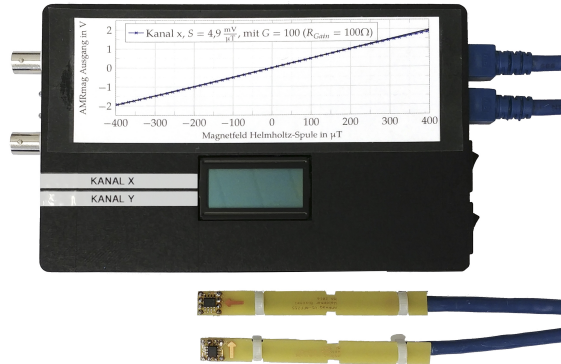


Abbildung 3.24: Die Fotografie zeigt das entwickelte AMR-Magnetometer mit den zwei Handsonden zur Messung der magnetischen Feldstärke.

wurde. Gerade im Hinblick auf die Empfindlichkeit ( $4,9 \text{ mV}/\mu\text{T}$ ), die Frequenzbandbreite ( $>100 \text{ kHz}$ ), die geringe Sensorgröße ( $<1 \text{ mm}^2$ ) und den Offsetdrift ( $<50 \text{ nT/h}$ ) konnten sehr gute Eigenschaften erreicht werden. In der Abbildung 3.24 ist eine Fotografie des Gehäuses und der beiden Handsonden dargestellt. Die Messdaten können auf einem Display abgelesen oder als Analogwert über BNC-Buchsen ausgelesen werden. Weitere Informationen zu dem entwickelten AMR-Magnetometer sind in der zugehörigen Veröffentlichung [79] enthalten.

## 3.10 GMI-Messelektronik

### 3.10.1 Motivation und Anforderungen

Als zusätzliche Funktionalität des Messplatzes ist eine Elektronik zur Charakterisierung des GMI-Effektes (Kapitel 2.4) entwickelt worden. Dabei stehen, im Gegensatz zur MR-Elektronik, die Rauschquellen nicht im Vordergrund der Analyse. Die Analyse des GMI-Effektes in Abhängigkeit von den Anregungsparametern ist als erster Schritt notwendig. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse können zu einem optimalen Arbeitspunkt zum Betrieb der GMI-Elemente führen. Eine Regelung, die das Element in diesem magnetischen Arbeitspunkt hält, erlaubt den Einsatz als Sensor. Danach ist eine Identifikation und Analyse der Rauschquellen in offener und geschlossener Regelschleife sinnvoll.

Insgesamt ist dazu eine Messelektronik entstanden, die den Effekt in Abhängigkeit von den Anregungsparametern in einer offenen oder geschlossenen Regelschleife charakterisiert. In Kapitel 2.4.3 ist ein Überblick über die einzelnen Systemkomponenten als Blockschaltbild (Abb. 2.21) gegeben.

Die gesamte GMI-Elektronik ist auf einer Einschubkarte des Messplatzes angeordnet worden und wird nachfolgend im Aufbau der Einzelsysteme erläutert. Da die GMI-Elektronik ein kleineres Teilgebiet der Arbeit darstellt, ist der Umfang der Ausarbeitung im Vergleich zur MR-Elektronik geringer.

### 3.10.2 Anregung

Zur Charakterisierung der Impedanz des GMI-Elementes wird ein konstanter und hochfrequenter Strom in das GMI-Element eingepreßt. Dabei ist zu beachten, dass die Drahtimpedanz und der GMI-Effekt stark von dem verwendeten Material und dem Arbeitspunkt abhängen. Aus diesem Grund ist eine spannungsgesteuerte Stromquelle zu bevorzugen. Zur Variation des magnetischen Arbeitspunktes ist zusätzlich eine spannungsgesteuerte Gleichstromquelle notwendig, die die arbeitspunktabhängige Charakterisierung des Effektes ermöglicht.

Andere Forschergruppen verwenden einen Vorwiderstand in Verbindung mit einem Frequenzgenerator als AC-Stromquelle [4, 80]. Der DC-Strom wird ebenfalls über einen Vorwiderstand aus einer konstanten Spannungsquelle generiert. In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass die Anregung häufig eine dominierende Rauschquelle des GMI-Effektes darstellt [4]. Aus diesen Gründen ist hier ein neuer Ansatz für die Anregung verfolgt worden, der schematisch in Abbildung 3.25 illustriert ist und bereits in einer Bachelorarbeit vorgestellt wurde [81].

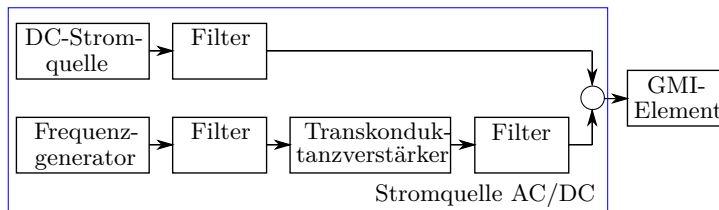


Abbildung 3.25: Schematischer Aufbau der GMI-Stromquelle.

Die rauscharme DC-Stromquelle ist spannungsgesteuert und ist für Ströme bis zu  $\pm 20$  mA in das GMI-Element dimensioniert. In dem aktuellen Aufbau wird ein Operationsverstärker des Typs OP1177 von Analog Devices eingesetzt, der den magnetischen Arbeitspunkt des GMI-Effektes verändert. Am Ausgang der DC-Quelle befindet sich ein Bandpass-Filter, der höherfrequente Signale dämpft und zusätzlich eine Entkopplung vom AC-Strom erzeugt, die ansonsten die Regelung stören könnte.

Die Erzeugung des HF-Steuersignals wird mit Hilfe eines kommerziellen Frequenzgenerators (Siglent SDG2082X) realisiert. Dieser funktioniert nach dem Verfahren der direkten digitalen Synthese (DDS, engl. direct digital synthesis). Die Spezifikationen geben eine Amplitudenauflösung von 16-bit und einen Frequenzbereich bis 80 MHz vor. Der Frequenzgenerator kann direkt über LabVIEW angesteuert und ausgelesen werden.

In Abhängigkeit von der Steuerspannung erzeugt ein Transkonduktanzverstärker den hochfrequenten Ausgangsstrom, der zur Anregung des GMI-Elementes benötigt wird. Der Transkonduktanzverstärker des Typs OPA861 von Texas Instruments bildet eine spannungsgesteuerte Stromquelle. Dazu ist ein Steuerfaktor von  $3,57 \text{ mA}_p/\text{V}_p$  eingestellt worden, der mit einer Frequenzbandbreite von bis zu 80 MHz zur Verfügung steht. Für die maximale Versorgung von  $\pm 6 \text{ V}$  konnte ein Ausgangsstrom von max.  $15 \text{ mA}_p$  erreicht werden. Am Ausgang befindet sich ein zusätzlicher Hochpass, der die DC-Anteile aus dem Signal reduziert und eine Entkopplung von der DC-Stromquelle gewährleistet.

### 3.10.3 Verstärkung

Die GMI-Elemente werden mit höherfrequenten Strömen von bis zu 20 MHz betrieben. Die durch die Impedanz entstehende Spannung am GMI-Element steht mit dem Anregungsstrom in einem nichtlinearen Zusammenhang. Dadurch können in Abhängigkeit des Arbeitspunktes und des Elementes zusätzlich zur Anregungsfrequenz weitere Frequenzen entstehen. Aus diesen Gründen ist ein sehr breitbandiger und rauscharmer Vorverstärker für den Ausgang erforderlich, dessen Aufbau sich für den On- und den Off-Effekt (siehe Abb. 2.20) eignet.

Für den Aufbau wurden zwei Verstärker ausgewählt. Der Einsatz von zwei Verstärkertypen ermöglicht den schnellen und einfachen Vergleich der Signalparameter und erlaubt Rückschlüsse auf Einschränkungen in den Verstärkereigenschaften.

Zum einen wurde der Einsatz eines AD8421 [76] von Analog-Devices untersucht. Dieser bietet nur eine Frequenzbandbreite von 10 MHz (Verstärkung 10), allerdings sind die Spezifikationen und das Rauschverhalten des Verstärkers aus der Anwendung im rauscharmen Verstärker der MR-Elektronik (Kapitel 3.6) bekannt.

Für die höherfrequente Anregungen ist zusätzlich ein THS4130 von Texas Instruments verwendet worden. Das ist ein voll-differentieller Operationsverstärker mit einer Frequenzbandbreite von 30 MHz (Verstärkungsfaktor von 5) und einem geringen Spannungsrauschen von  $1,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei 10 kHz.

### 3.10.4 Detektor

Die Ausgangsspannung des GMI-Elementes steht mit dem höherfrequenten Anregungssignal in einem nichtlinearen Zusammenhang. Die direkte Digitalisierung des hochfrequenten Signals ist nur bedingt möglich, weil zu diesem Zweck sehr schnelle Analog-Digital-Umsetzer nötig sind, die zusätzlich eine hohe Amplitudenauflösung aufweisen müssen. Ansonsten ist die begrenzte Auflösung der eingesetzten Analog-Digital-Umsetzer in diesem Frequenzbereich ein Problem und limitiert die Dynamik oder das zu erreichende Detektionslimit. Trotzdem gibt es einige Veröffentlichungen, die eine direkte Digitalisierung einsetzen [82].

Das übliche Vorgehen zur Detektion besteht in der Demodulation des Signals. Dazu ist prinzipiell ein phasenempfindlicher Gleichrichter (engl. lock-in-amplifier) geeignet. In diesem Frequenzbereich werden hauptsächlich digitale und kommerzielle Produkte eingesetzt. Dadurch ergibt sich das Problem der Dynamik des Signals und der schwierigen Analyse dieser komplexen Systeme. Der Einsatz dieser Systeme in einem Regelkreis ist ebenfalls nicht sinnvoll. Aus diesen Gründen werden häufig Gleichrichter-Schaltungen eingesetzt (Abb. 3.26) [4]. Dieses Prinzip wurde mit der aufgebauten Elektronik realisiert. Dazu ist ein Einweg-Gleichrichter mit der dazugehörigen Filterstufe ausgelegt worden. Im Betrieb zeigen sich allerdings Nachteile, die in einer geringeren Signalamplitude und der fehlenden Phaseninformation begründet sind. Die Detektorelektronik ermöglicht lediglich die Detektion des Betrags und kann infolge der fehlenden Phaseninformation Phasendrehungen nicht detektieren (Abb. 3.26).

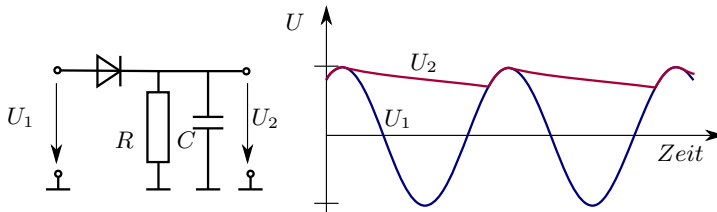


Abbildung 3.26: Die Elektronik ist mit dem dazugehörigen Signalverlauf gezeigt. Die hochfrequente Eingangsspannung  $U_1$  wird mit Hilfe des Einweggleichrichters gleichgerichtet. Eine nachfolgende Filterstufe entfernt die dargestellten Signalschwankungen im Signal  $U_2$ .

Eine weitere Möglichkeit ergibt sich aus dem Einsatz eines Limitierverstärkers [83]. Durch die Vorgabe der Begrenzungen der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers (OPA699 von Texas Instruments) kann eine Gleichrichtung des Signals erfolgen. Allerdings zeigen sich auch mit diesem Konzept Probleme mit der fehlenden Phaseninformation und einer kleinen Ausgangsdynamik, die mit der geringen Versorgungsspannung zusammenhängt.

Die Probleme der fehlenden Phaseninformation treten hauptsächlich bei unregelmäßigen GMI-Elementen auf. Eine Arbeitspunktregelung reduziert diese Probleme, da die Phase im magnetischen Arbeitspunkt weitestgehend konstant bleibt.

### 3.10.5 Rückkoppelung

Die Ausgangscharakteristik des GMI-Elementes ist nichtlinear und sehr stark vom Arbeitspunkt und den Anregungsparametern abhängig. Für die Anwendung als Sensor ist eine hohe Empfindlichkeit und eine lineare Ausgangscharakteristik über den gesamten Dynamikbereich anzustreben. Aus diesem Grunde bietet sich der Betrieb in einem festen magnetischen



Arbeitspunkt [4] an (Kapitel 2.4.3), der mit Hilfe einer Rückkoppel elektronik und einer Rückkoppel-Spule realisiert wird. Dazu kann eine speziell ausgelegte Rückkoppelspule angebracht werden oder die Off-Spule, bei entsprechender Entkopplung, verwendet werden. Das zugrundeliegende Konzept wird bei vielen anderen Sensoren, wie z.B. Fluxgate-Sensoren [59], eingesetzt.

In der Praxis wurde für im Arbeitspunkt geregelte GMI-Elemente ein Detektionslimit von  $1,7 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  im weißen Frequenzbereich gemessen [4]. Solch ein geringes Rauschen der magnetischen Flussdichte erfordert die sorgfältige Anpassung der Dynamik jeder einzelnen Stufe der Elektronik. Daher wird im Folgenden eine kurze Erläuterung an die zu erreichenden Spezifikationen der Zwischenstufen gegeben.

Um ein Detektionsniveau von wenigen  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  zu erreichen, ist für die magnetische Arbeitspunktregelung und damit für das Rauschen des Magnetfeldes in der Rückkoppelspule ein Wert von etwa  $100 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  anzustreben. Ansonsten könnte das Eigenrauschen der Arbeitspunktregelung das Sensorrauschen dominieren. Bei einem maximalen Spulenstrom von  $\pm 20 \text{ mA}_p$  ist ein Dynamikbereich von maximal  $\pm 100 \text{ }\mu\text{T}$  sinnvoll. Um diesen Zielwert zu erreichen, ist ein Spulenfaktor von  $5 \text{ }\mu\text{T}/\text{mA}$  notwendig. Da der obere Dynamikbereich nachrangig ist und ein stärkerer Fokus auf dem erreichbaren Detektionslimit liegt, ist eine Rückkoppelspule mit einem Spulenfaktor von  $3 \text{ }\mu\text{T}/\text{mA}$  aufgebaut worden. Das geforderte spektrale Rauschen der magnetischen Flussdichte von  $100 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  setzt in Verbindung mit dem Spulenfaktor ein Stromrauschen von  $300 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  als Anforderung in der Spule voraus. Bei einer Dynamik der Ausgangsspannung von  $\pm 10 \text{ V}$  und einem geforderten Ausgangsstrom von  $\pm 20 \text{ mA}_p$  ergibt sich eine Impedanz von  $500 \text{ }\Omega$ . Die Impedanz von  $500 \text{ }\Omega$ , die, bei der vernachlässigbaren Spulenimpedanz im niederfrequenten Bereich, mit einem Vorwiderstand realisiert wird, erzeugt aus dem Stromrauschen ein Spannungsrauschen von  $150 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  am Ausgang der Regelung. Je nach Auslegung des Reglers kann das Ausgangsrauschen zur geforderten Grenze des Eingangsrauschen umgerechnet werden. Das intrinsische Rauschen am Ausgang der Detektorelektronik, das durch das intrinsische Sensor-, Verstärker- und Detektor- Rauschen erzeugt wird, soll mit Hilfe der Verstärkungsfaktoren an diesen Wert angepasst werden. Diese theoretische Anpassung der Dynamik kann für den offenen und den geschlossenen Regelkreis angewendet werden. Die Analyse des geschlossenen Regelkreises ist allerdings komplexer.

In der Abbildung 3.27 ist das Blockschaltbild des Regelkreises dargestellt. Die Regelgröße ist die magnetische Feldstärke  $H$  am Sensor. Der Sollwert  $U(H_{\text{soil}})$  ist eine Eingangsspannung, die dem magnetischen Arbeitspunkt entspricht. Diese Spannung wird mit der GMI-Spannung am Ausgang der unregelmäßigten GMI-Elektronik  $U_{\text{ist}}$  verglichen und ggf. nachgeregelt. Dazu ändert der Regler den Strom  $I_{\text{Spule}}$  in der Last, der in Abhängigkeit vom Spulenfaktor ein Magnetfeld  $H_{\text{Spule}}$  erzeugt und damit das externe Magnetfeld  $H_{\text{ext}}$  kompensiert. Die Ausgangsgröße ist der Strom  $I_{\text{Spule}}$  in der Spule. Nach diesem Aufbau des Regelkreises ist der Strom leider

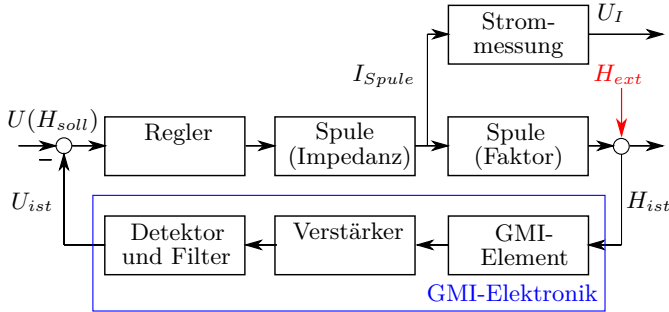


Abbildung 3.27: Blockschaltbild der GMI-Elektronik in Regelschleife.

zusätzlich mit dem Strom für den magnetischen Arbeitspunkt überlagert, der entsprechend in der Strommessung korrigiert werden kann.

Das GMI-Element und die GMI-Elektronik befinden sich in der Rückkopplung. Dabei kann die Kette aus GMI-Element, Verstärker, Detektor und Filter im Arbeitspunkt zu einem linearen Element vereinfacht werden, das als PT1- oder PT2-Element angenähert wird. Dadurch können die Ausgangscharakteristik und die Spezifikationen des unregulierten GMI-Sensors in den Regelkreis der geschlossenen Schleife eingebracht werden. Prinzipiell handelt es sich bei diesem Regelkreis um ein Mehrgrößensystem [84]. Vereinfacht kann der Regelkreis allerdings in der mathematischen Struktur einer linearen Eingrößen-Regelschleife dargestellt werden.

$$G_L(s) = \frac{H(s)}{U(s)} = \frac{G_{\text{Regler}} \cdot G_{\text{Last}} \cdot G_{\text{Spule}}}{1 - G_{\text{Regler}} \cdot G_{\text{Last}} \cdot G_{\text{Spule}} \cdot G_{\text{GMI}}} \quad (3.4)$$

Dabei bezeichnet  $G_L(s)$  die komplexe Übertragungsfunktion der Eingangsgröße  $U(s)$  auf die Ausgangsgröße  $H(s)$ . Nach diesem Vorgehen kann der Einfluss eines Einganges auf einen Ausgang theoretisch analysiert und der Regelkreis untersucht werden.

Als messtechnische Ausgangsgröße ist der Strom in der Spule, der mit einer Strommesselektronik zu einer Ausgangsspannung angepasst wird, vorgegeben. Das minimale Stromrauschen, das mit dieser Elektronik detektiert werden kann, kann theoretisch aus den Rauschquellen der Elektronik berechnet werden. Ein Verstärkungsfaktor von 1 ergibt im weißen Frequenzbereich ein Ein- und Ausgangsrauschen von  $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Diese  $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  würden die Detektion eines Stromes von  $90 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  ( $500 \Omega$ ) ermöglichen, der bei einem Spulenfaktor von  $3 \text{ fT/pA}$  einem Magnetfeld von  $300 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  in der Spule entspricht.

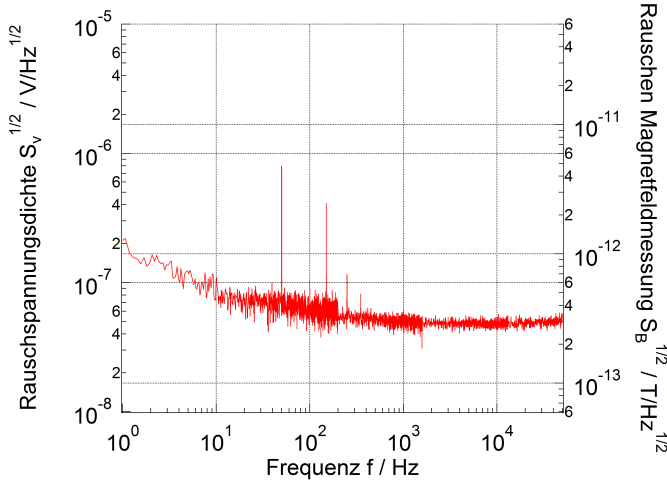


Abbildung 3.28: Die gemessene spektrale Rauschspannungsdichte auf der linken Achse zeigt das Ausgangsrauschen der Strommessung von etwa  $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  im weißen Frequenzbereich. Die theoretische Nachweisgrenze des zurückgekoppelten Magnetfeldes ist auf der rechten Achse aufgetragen.

Die Messung in Abbildung 3.28 zeigt ein übereinstimmendes Ergebnis. Die spektrale Rauschspannungsdichte der Ausgangsspannung (Strommessung) stellt einen Wert von etwa  $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  im weißen Frequenzbereich dar. Unter Hinzunahme des Vorwiderstandes von  $(500 \Omega)$  und des Spulenfaktors von  $3 \text{ fT/pA}$  kann ein theoretisches Magnetfeldrauschen von etwa  $300 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht werden. Das errechnete Spektrum ist auf der rechten Achse aufgetragen.

### 3.10.6 Ergebnis

Der GMI-Effekt ist ein vielversprechender Effekt, der in den letzten Jahren stark an Aufmerksamkeit gewonnen hat. Jedoch sind die bisher gezeigten Forschungsergebnisse [4, 80] hinter den Erwartungen [3] geblieben. Das liegt mitunter an dem komplizierten Betrieb und Aufbau der Sensoren. Die hochfrequente Anregung, das nichtlineare Verhalten, die starke Arbeitspunktabhängigkeit und die komplexen Materialeigenschaften stellen einige Hürden dar, die es erst zu überwinden gilt. Aus diesem Grunde ist eine erste Elektronik entstanden, die eine arbeitspunktabhängige Analyse des GMI-Effektes erlaubt.

Dabei ist ein neues Schaltungskonzept für die Anregung entstanden, das einen Transkonduktanzverstärker einsetzt und vielversprechende Spezifikationen zeigt. Der Verstärker und das Detektorkonzept orientieren sich

an anderen Veröffentlichungen und weisen keine Neuerungen oder Besonderheiten zu diesen auf.

Insgesamt ist mit dieser Elektronik die Analyse und Optimierung der GMI-Elemente möglich. Ein dahingehend optimierter magnetischer Arbeitspunkt kann in Verbindung mit einer angepassten Anregung zur Verbesserung der Ausgangscharakteristik der GMI-Elemente führen. In einem nächsten Schritt können die Erfahrungen und die Systeme aus der MR-Rauschanalyse auf die GMI-Sensoren entsprechend übertragen und angewendet werden.

## 3.11 Software

### 3.11.1 Motivation

Die automatisierte Steuerung und Auswertung von Messungen ist eine enorme Erleichterung in Industrie und Wissenschaft. Dementsprechend bietet es sich an, die Automatisierung möglichst stark in das Messsystem zu integrieren. Deshalb wurde eine leistungsfähige Schnittstelle des Messsystems zum Softwarepaket LabVIEW von National Instruments [68] erstellt.

LabVIEW ist speziell für die Datenerfassung und Datenverarbeitung entwickelt worden und bietet dazu eine graphische Programmieroberfläche an. Im Rahmen dieser Arbeit wird LabVIEW für die Steuerung der Messsysteme, die Erfassung und Verarbeitung der Messdaten und die Visualisierung verwendet. Dazu ist es von Vorteil, dass wiederkehrende Ansteuerungen oder Funktionen elegant in Unterfunktionen ausgelagert werden können, auf die andere Programme zugreifen können. Zur Einstellung der Messung und zur Visualisierung der Messdaten ist eine Benutzeroberfläche vorhanden, die vom graphischen Programmierbereich getrennt ist.

Zur Steuerung des vorgestellten Messsystems und zur Auswertung der Messdaten sind mehrere Programme und Unterprogramme entstanden, von denen die drei wichtigsten kurz erklärt werden.

### 3.11.2 MR-Software

Das Grundgerüst der Software zur temperaturabhängigen Empfindlichkeitsmessung ist bereits in einer Masterarbeit entstanden [67]. Darauf aufbauend wurde das System um eine Vielzahl an neuen Funktionen erweitert.

Zur Aufnahme einer Empfindlichkeitsmessung müssen die eingestellten Magnetfelder schrittweise in dem Spulensystem erzeugt werden. Der zu charakterisierende Sensor ist diesen Magnetfeldern ausgesetzt und verändert somit in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke die Ausgangsspannung. Diese wird verstärkt und mit einem Analog-zu-Digital Umsetzer digitalisiert. Um eine verbesserte Charakteristik zu erhalten, werden zusätzlich zu den Soll-Werten des Magnetfeldes, die Ist-Werte ermittelt, in dem der Spulenstrom gemessen wird. Dieser kann mit den Spulenfaktoren in das erzeugte Magnetfeld umgerechnet werden. Dadurch

werden mögliche Drifteffekte verringert. Für temperaturabhängige Empfindlichkeitsmessungen ist die Aufzeichnung der Sensortemperatur unumgänglich. Die Temperatur des Sensors kann mit Hilfe des Pt100-Sensors ermittelt und zusätzlich aufgezeichnet werden.

Vor einer Messung sind die Messparameter in der Benutzeroberfläche einzustellen. Die Messparameter enthalten die Steuerparameter des zu erzeugenden Magnetfeldes, die Sensorversorgungsspannung und den Verstärkungsfaktor für den Sensorausgang. Zu diesen Angaben sind jeweils die entsprechenden Kanäle des Analog-Digital- oder Digital-Analog-Umsetzers auszuwählen. Wahlweise lässt sich die Messung um eine Hysteresemessung erweitern und ein Hin- und Zurücklaufen des Magnetfeldes einstellen.

Die während der Messung vorherrschenden Messwerte werden direkt ausgegeben. Es werden beispielsweise die Sensortemperatur oder der Spulenstrom dargestellt. Am Ende der Messung wird die Kennlinie des Sensors dargestellt. Das Magnetfeld wird in A/m und der Sensorausgang in mV/V ausgegeben. Die aus der Kennlinie ermittelten Daten, wie beispielsweise Empfindlichkeit und Offset, werden zusätzlich berechnet, in der Oberfläche angezeigt und in der Auswertungsdatei gespeichert.

### 3.11.3 GMI-Software

Für die Charakterisierung der GMI-Elemente und die Empfindlichkeitsmessung in der geschlossenen Regelschleife ist eine neue LabVIEW Software entwickelt worden. Eine wichtige Funktion ist die automatisierte Charakterisierung der anregungsabhängigen Magnetfeld-Kennlinie von GMI-Elementen. Die GMI-Elemente sind sehr stark von den Anregungsparametern Frequenz, AC-Anregung, DC-Anregung und Bias-Magnetfeld abhängig (siehe Kapitel 2.4). Daher müssen die GMI-Elemente in Abhängigkeit dieser Parameter charakterisiert werden. Dazu bietet das Programm die Möglichkeit einen Parameterraum aus Frequenz, AC-Anregungsamplitude und DC-Anregungsamplitude zu erzeugen und die Magnetfeld-Kennlinie in jedem dieser Arbeitspunkte aufzunehmen. Zur Erzeugung der hochfrequenten Anregungsamplitude (Frequenz und AC Amplitude) wurde ein kommerzieller Frequenzgenerator (Siglent SDG2082X) verwendet. Dieser kann über eine integrierte USB-Schnittstelle direkt in LabVIEW angesteuert werden und ist über entsprechende Treiber in das vorgestellte Programm integriert.

Die Benutzeroberfläche dieser Software ist in Abb. 3.29 gezeigt. In der Beispielmessung sind 6 Frequenzen eingestellt. Für die AC-Anregung sind 6 Parameter und für die DC-Anregung 9 Parameter angegeben. Dementsprechend werden 324 Kennlinien automatisiert aufgenommen. Die Rohdaten und die zugehörigen Kennlinien als Abbildung werden zu jeder Messung abgespeichert. Zusätzlich wird am Ende eine Datei mit einer Zusammenfassung aller Messergebnisse erstellt. Dort kann in Abhängigkeit aller Parameter die maximal ermittelte Empfindlichkeit und der systematische Zusammenhang zwischen Empfindlichkeit und Anregungsparametern ermittelt werden.

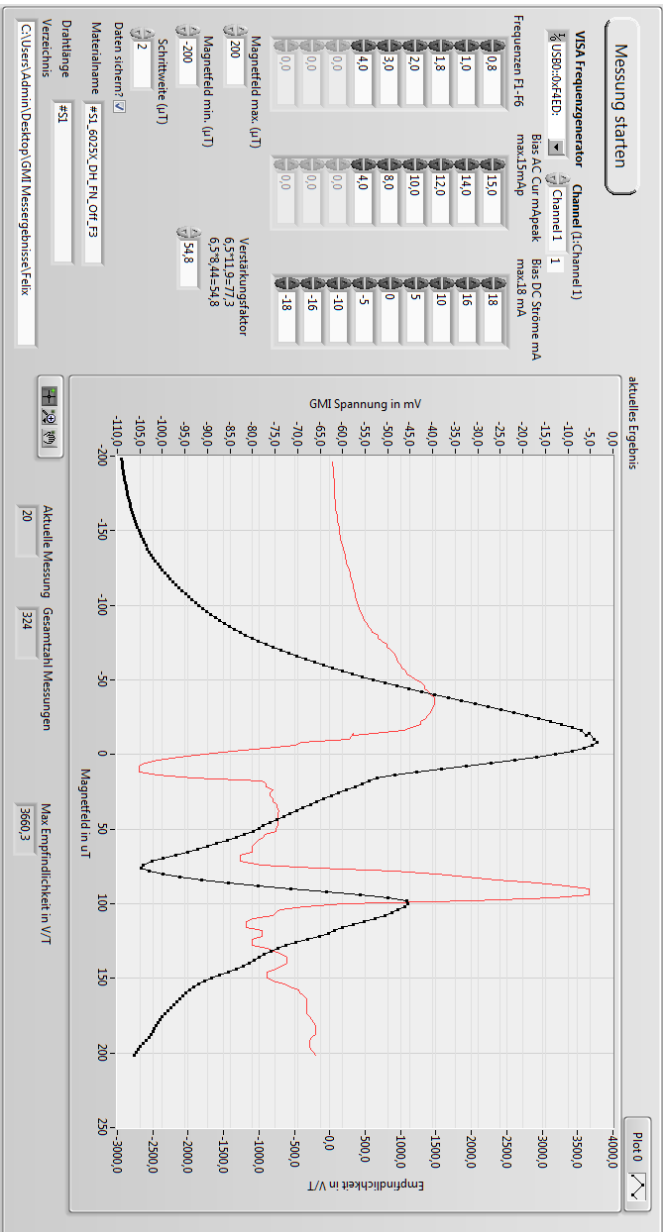


Abbildung 3.29: Benutzeroberfläche des LabVIEW-Programms zur Charakterisierung der GMI-Elemente in Abhängigkeit von den Anregungsparametern.

In der Kennlinie in Abbildung 3.29 ist eine Beispielmessung gezeigt. In schwarz ist der demodulierte Sensorausgang in mV über dem Magnetfeld in  $\mu\text{T}$  dargestellt. Zusätzlich ist die Ableitung bzw. die Sensorempfindlichkeit für jeden Arbeitspunkt in rot dargestellt. Die zugehörige Achse ist auf der rechten Seite in V/T aufgetragen. Beide Kennlinien zeigen die stark nichtlineare Charakteristik. Unterhalb der Kennlinien ist zusätzlich die aktuelle Messung neben der Gesamtzahl der Messungen dargestellt. Eine weitere Ausgabe zeigt die maximale Empfindlichkeit, die innerhalb der Messung ermittelt wurde. Das nichtlineare Verhalten ist für die direkte Nutzung als Sensor ungeeignet. Für die Anwendung als Sensor wird die Kennlinie in einem festen magnetischen Arbeitspunkt betrieben (siehe Kapitel 2.4.3). Dazu ist ein weiteres Programm entwickelt worden, das eine Abwandlung von diesem darstellt und nicht gesondert aufgeführt ist. Dieses ermöglicht die Charakterisierung der GMI-Elemente in einer geschlossenen Regelschleife.

#### 3.11.4 Rauschmessung

Die Software zur automatisierten Ansteuerung des Spektrum-Analysators (Kapitel 3.4) ist bereits in einer Masterarbeit [67] entwickelt und vorgestellt worden. Im Rahmen dieser Arbeit sind Anpassungen der Ansteuerung und der Darstellung durchgeführt worden.

Die Software stellt ein LabVIEW-Programm dar, das die GPIB-Schnittstelle des Spektrum-Analysators verwendet, um diesen automatisiert anzusteuern und auszulesen. Dadurch kann die Aufnahme der Rauschspektren in unterschiedlichen Frequenzbereichen automatisiert und hintereinander erfolgen. Die Einstellung der Frequenzbereiche und der weiteren Messparameter kann in der Bedienoberfläche erfolgen.

Zusätzlich zu den Rauschspektren kann der Messplatz angesteuert werden. Dadurch können zu den Rauschwerten die Temperaturwerte oder wahlweise weitere Daten gesichert werden.

#### 3.11.5 Ergebnis

Die automatisierte Steuerung des Messplatzes und die Digitalisierung der Messergebnisse ist essentiell. Zu diesem Zweck wurden mehrere LabVIEW-Programme für das Messsystem realisiert. Die in diesem Kapitel vorgestellten LabVIEW-Programme zeigen die Möglichkeiten und die Vorteile, die mit Hilfe dieser Programme entstehen. Durch die graphische Programmierung ist die Software nachvollziehbar gestaltet, flexibel einsetzbar und erweiterbar. Gleichzeitig ist die Dokumentation einfach ausgeführt, da sich die eingestellten Messparameter und weitere Informationen mit den Rohdaten der Messung abspeichern lassen. Der größte Vorteil der Softwareanbindung ist allerdings die Zeitersparnis. Gerade die automatisierte Charakterisierung der GMI-Elemente mit der anregungsabhängigen Ansteuerung ist ein deutlicher Zeitvorteil. Der zur Verfügung stehende Parameterraum kann automatisiert charakterisiert werden und muss nicht umständlich manuell durchgestimmt werden.

Die Datenaufnahme der Rauschmessung ist in dem Zusammenhang ebenfalls zu nennen und automatisiert möglich. Ansonsten müsste jedes Rauschspektrum einzeln eingestellt werden und die Daten der einzelnen Spektren über Diskette an einen Computer übermittelt werden.

### 3.12 Zusammenfassung

Das vorgestellte Messsystem ist zur genauen, reproduzierbaren und rückführbaren Charakterisierung des intrinsischen Rauschens in verschiedenen Arbeitspunkten von magnetoresistiven Sensoren entwickelt worden. Dazu ist ein komplexer Aufbau entstanden, der aus verschiedenen Untersystemen besteht. Während der Messung befindet sich der zu charakterisierende Sensor in einem Temperatursystem, das sich in der Mitte eines 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem befindet und in einer Abschirmtonne angeordnet ist. Die Sensoren können dadurch in verschiedenen Arbeitspunkten des Magnetfeldes und der Temperatur charakterisiert werden und sind durch die Abschirmung von elektrischen und magnetischen Störungen aus der Umgebung weitestgehend unabhängig.

Die Charakterisierung der Systeme zur Variation des Arbeitspunktes ist besonders wichtig, da diese die Messung des intrinsischen Sensorrauschens nicht stören dürfen. Aus diesem Grund wurde das Temperatursystem auf die Störfunktion der Rauschmessung untersucht und gezeigt, dass keine signifikante Störung des Sensorrauschens stattfindet (siehe Abb. 3.20). Die Charakterisierung des Rauschens des durch die Spulen erzeugten Magnetfeldes zeigt ein ähnliches Ergebnis. Die erzeugten Magnetfelder sind aufgrund der guten Spezifikationen der Spulenelektronik so rauscharm, dass keine signifikante Störung der Rauschcharakteristik des intrinsischen Sensorrauschens stattfindet (siehe Abb. 3.23).

Die Steuerung der Systeme wird über ein neu entwickeltes Messsystem in einem 19-Zoll Gehäuse ausgeführt. Diese Messelektronik enthält zusätzlich zu den Ansteuerungen der oben genannten Systeme die Grundfunktionen eines Messsystems, wie beispielsweise eine USB-Schnittstelle, Digital-Analog-Umsetzer, Analog-Digital-Umsetzer und Verstärker. Insgesamt wurde beim Entwurf der Untersysteme auf eine geringe Messunsicherheit geachtet. Aus diesem Grund sind für die Referenzen, die speziellen Sensoren, wie der Pt100 oder die Verstärker besonderes hochwertige Komponenten eingesetzt worden, die in den Datenblättern der Hersteller sehr gute Spezifikationen aufweisen.

Die Verstärkerelektronik für die Rauschmessung der Sensoren ist mit besonderer Sorgfalt entwickelt und charakterisiert worden. Die Messung des Nyquist-Rauschens (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16) für verschiedene Brückenwiderstände ist eine schwierige Aufgabe, weil das zu messende Rauschniveau kleiner als das intrinsische Rauschen der meisten Verstärker ist. Aus diesem Grund kann keine Elektronik aufgebaut werden, die das Sensorrauschen von MR-Sensoren komplett unbeeinflusst charakterisiert. Dementsprechend muss die Beeinflussung der intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers auf das Sensorrauschen minimiert werden und genau bekannt sein. Zu diesem Zweck wurde ein Instrumentenverstärker anhand



der Spezifikationen ausgewählt und die spektrale Rauschleistungsdichte verschiedener ohmscher Widerstandsbrücken mit diesem charakterisiert. Diese Ergebnisse wurden mit den theoretischen Ergebnissen verglichen. Dabei konnte gezeigt werden, dass eine sehr gute Übereinstimmung der Messergebnisse mit den theoretischen Ergebnissen besteht und die entwickelte Verstärkerelektronik für die rauscharme Verstärkung von MR-Sensoren geeignet ist.

Insgesamt ist ein Messsystem entwickelt worden, das die Charakterisierung verschiedener MR-Sensoren und die Analyse der dominanten Rauschquellen ermöglicht. Dabei ist ein große Sorgfalt auf die Charakterisierung der Systeme in Bezug auf die Störung der Rauschmessung gelegt worden.

Zusätzlich konnte die Flexibilität des Messsystems gezeigt werden, in dem eine Elektronik für den Messplatz entwickelt wurde, die die Ansteuerung von GMI-Elementen ermöglicht und so eine Charakterisierung des GMI-Effektes erlaubt. Der GMI-Effekt zeigt kaum Parallelen zu MR-Effekten und arbeitet in einem höheren Frequenzbereich von wenigen MHz. Trotzdem kann die erforderliche Messelektronik vergleichsweise einfach an die Abmessungen und die Ein- und Ausgangsspannungen des Messplatzes angepasst werden.



# 4

## Messergebnisse und Diskussionen

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit des Messsystems anhand von Beispielmessungen kommerzieller MR-Sensoren dargestellt. Dazu werden die Sensoreigenschaften in Hinblick auf das Detektionslimit und das Rauschverhalten untersucht. Den Anfang dafür bilden die AMR-Sensoren. Für den Sensitec AFF755 werden die Rauschquellen, die die Rauschcharakteristik dominieren, analysiert. Im Anschluss folgen Messungen zu den Rauschcharakteristiken von kommerziellen GMR- und TMR-Sensoren. Am Ende erfolgt eine Einführung in die am Institut hergestellten GMI-Elemente und eine Charakterisierung mit der dafür entwickelten Messplatz-Elektronik.

### 4.1 Einführung

Die Analyse des intrinsischen Rauschens von MR-Sensoren ist eine schwierige und komplexe Aufgabe. Die geringen Signalamplituden des Ausgangsrauschens von wenigen  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  werden durch die eingesetzte Messelektronik beeinflusst und zeigen zusätzlich eine starke Abhängigkeit von den Sensor- und Umgebungsparametern. Die Sensor- und Umgebungsparameter sollten aus diesem Grund während der Messung möglichst stabil gehalten werden, da ansonsten Rauschprozesse angeregt bzw. induziert werden. Die jeweilige Rauschmessung ist lediglich in dem zugrundeliegenden Arbeitspunkt (Temperatur, externe Magnetfelder, etc.) gültig.

Um die Vielzahl der Wechselwirkungen deutlich zu machen, wurde eine Analyse der Abhängigkeiten und Einflussfaktoren der Rauschmessung bzw. der Messung der spektralen Rauschdichte der magnetischen Flussdichte durchgeführt und veröffentlicht [2]. Diese Ergebnisse konnten zudem als Ansatz zur Ermittlung der frequenzabhängigen Messunsicherheit der Messung des Magnetfeldrauschens verwendet werden. Diese Forschungsaufgabe war durch das DFG-Graduiertenkolleg 1952/1 NanoMet (Metrology for Complex Nanosystems) motiviert. Das in dem Zusammenhang vorgestellte Verfahren verfolgt eine neue Methode zur Ermittlung von

komplexen Messunsicherheiten und ist im Rahmen der Veröffentlichung auf die dominierenden Unsicherheiten beschränkt. Die potentiell zur Rauschmessung beitragenden Parameter sind in dem Ishikawa-Diagramm [85] in Abbildung 4.1 festgehalten.

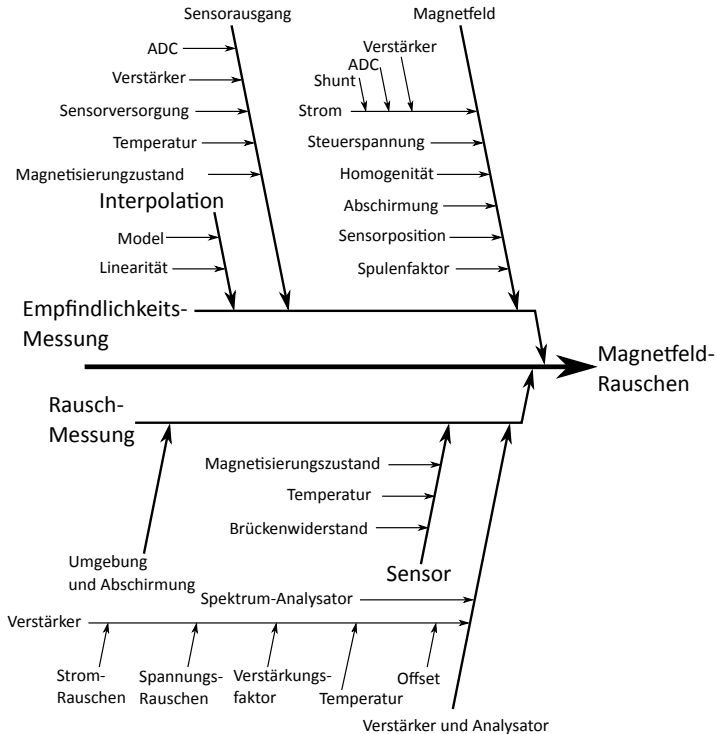


Abbildung 4.1: Das Ishikawa-Diagramm stellt eine Übersicht über die auf das Magnetfeldrauschen als Messergebnis einflussnehmenden Parameter dar.

Ishikawa-Diagramme werden auch als Ursache-Wirkungs-Diagramme bezeichnet und veranschaulichen die Einflüsse von Eingangsparametern auf Ausgangsgrößen. Die Eingangsparameter können dazu in Gruppen unterteilt werden und so eine übersichtliche Darstellung der Beeinflussung erzeugen. Das Ishikawa-Diagramm in Abbildung 4.1 zeigt auf der rechten Seite die Ausgangsgröße als frequenzabhängiges Magnetfeldrauschen. Diese Ausgangsgröße setzt sich aus einer Rauschmessung (spektrale Rauschspannungsdichte in  $V/\sqrt{\text{Hz}}$ ) und einer Empfindlichkeitsmessung in  $V/T$  (Gleichung 2.15) zusammen.

Die einflussnehmenden Faktoren der Empfindlichkeitsmessung sind im oberen Teil des Diagramms gezeigt. Die Messung der Sensorempfindlich-

keit teilt sich in drei Bereiche auf. Die Erzeugung des Magnetfeldes, die Modellierung und die Messung der Sensorausgangsspannung. Am Beispiel der Erzeugung des Magnetfeldes werden die unterschiedlichen Einflüsse, wie beispielsweise Spulenstrom, Steuerspannung, Spulenfaktor, etc. aufgezeigt, die auf das angelegte Magnetfeld am Sensor wirken. Informationen zu den Abhängigkeiten, der zusätzlichen Messungen im Arbeitspunkt und der frequenzabhängigen Messunsicherheit können der Veröffentlichung [2] entnommen werden.

In dieser Veröffentlichung wurde außerdem die Analyse der frequenzabhängigen Korrelationen des Magnetfeldrauschens durchgeführt. Dabei wurde der frequenzabhängige Korrelationskoeffizient aus einer Vielzahl von Rauschspektren ( $N=30$ , 100 Mittelungen) gebildet und für eine Korrelation der Frequenzkomponenten der Rauschprozesse herangezogen. Als Ergebnis zeigen sich im frequenzabhängigen und frequenzunabhängigen Rauschprozess des verwendeten AMR-Sensors keine signifikanten Korrelationen, die auf die intrinsischen Rauschprozesse zurückzuführen sind [2]. Dieses Ergebnis deckt sich mit den Aussagen zur Korrelation von Rauschquellen aus verschiedenen Veröffentlichungen [20, 35].

In diesem Kapitel findet die Analyse der Rauschquellen in Bezug zur Spannung bzw. als spektrale Rauschspannungsdichte  $S_V^{1/2}$  statt. Als Bezug zum Magnetfeldrauschen wären die Skalierungen zum Teil nicht möglich. Beispielsweise besitzen die MR-Sensoren im gesättigten Arbeitsbereich eine minimale bis verschwindende Sensorempfindlichkeit. Dadurch ist eine Berechnung und ein Vergleich des Magnetfeldrauschens in diesen Arbeitspunkten nicht möglich.

In Abhängigkeit des Arbeitspunktes und der Messparameter des Messsystems kann die spektrale Rauschspannungsdichte in einem Frequenzbereich bis zu 102,4 kHz ermittelt werden. Jedoch ist die Frequenzbandbreite gegebenenfalls durch den Widerstandswert der Brückenwiderstände der MR-Sensoren weiter eingeschränkt und sinkt bei GMR- und TMR-Sensoren entsprechend (siehe Abb. 3.14).

Die vollständige Rauschcharakterisierung ist sehr zeitintensiv. Gerade die temperaturabhängigen Rauschmessungen sind dabei hervorzuheben. Aus diesem Grunde wurde die temperaturabhängige Messung und ebenfalls die komplette Rauschanalyse nicht für alle vorgestellten Sensortypen durchgeführt. Die Analyse der Rauschquellen von GMR- und TMR-Sensoren ist sehr komplex. Das ist im komplizierteren Aufbau der Sensoren begründet. Ohne genaue Informationen zum Sensoraufbau, der Herstellung und den magnetischen Energien ist keine detaillierte Analyse der Rauschquellen möglich, weil die vorhandenen Abhängigkeiten des Rauschens zu vielfältig sind. Die Messergebnisse sind als Visualisierung der Spezifikationen des Messsystemes anzusehen. Einige Messergebnisse wurden mit dem Messsystem veröffentlicht [66].

Bei allen charakterisierten Sensoren wurde immer nur ein Exemplar gemessen. Dadurch ist keine statistisch relevante Aussage für die allgemeine Sensorcharakteristik des Sensortyps möglich. Für ein zuverlässiges Ergebnis müssten weitere Sensoren charakterisiert werden, die sich gegebenenfalls in der Rauschcharakteristik, aufgrund unterschiedlicher Herstellungsbe-

dingungen der Chargen, unterscheiden. Die ermittelten Messergebnisse werden außerdem nicht um die intrinsischen Rauschquellen des eingesetzten Verstärkers korrigiert. Dadurch ist ein bekannter, aber geringer systematischer Messfehler enthalten, der allerdings im Allgemeinen vernachlässigt werden kann (siehe Kapitel 3.6.3).

Am Ende des Kapitels wird unabhängig von dieser Einführung die Charakterisierung der am Institut hergestellten GMI-Elemente durchgeführt.

## 4.2 AMR-Sensoren

### 4.2.1 Einleitung

Die Grundlagen zu Rauschprozessen von AMR-Sensoren wurden bereits in Kapitel 2.1.3 erläutert. Bevor eine Analyse der Rauschquellen durchgeführt wird und die Rauschcharakteristiken in verschiedenen Arbeitspunkten untersucht werden, wird ein Überblick des generellen Rauschverhaltens verschiedener kommerzieller AMR-Sensoren gezeigt.

Die Tabelle 4.1 enthält die wichtigsten magnetischen und elektrischen Eigenschaften der verwendeten Sensoren. Weitere Informationen können den Datenblättern entnommen werden.

Je nach Hersteller, Layout, Aufbau, Typ und Charge gibt es zum Teil deutliche Unterschiede in der Rauschcharakteristik der Sensoren. Um die Unterschiede, die Gemeinsamkeiten und das allgemeine Rauschniveau aufzuzeigen, wird zu Beginn ein Spektrum mit den Rauschcharakteristiken einiger linearer und kommerziell verfügbarer AMR-Sensoren gezeigt. Diese Spektren wurden mit der Sensorempfindlichkeit normiert und sind als spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte bzw. Magnetfeldrauschen (Gleichung 2.15) in Abbildung 4.2 dargestellt. Die verschiedenen Spektren der Sensoren sind farblich codiert und mit der Bezeichnung und der gemessenen Sensorempfindlichkeiten in der Legende aufgetragen.

Bei der Betrachtung der Spektren werden die geringen Unterschiede im weißen Rauschen deutlich. Alle Sensoren zeigen ein Detektionsniveau von  $90 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bis  $200 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Im weißen Frequenzbereich wird das Detektionslimit hauptsächlich durch das Widerstandsrauschen und die Sensorempfindlichkeit bestimmt (Kapitel 2.1.3). Diese Werte können mit Hilfe der Datenblattwerte in Tabelle 4.1 prognostiziert werden und stimmen bei den verwendeten Sensoren weitestgehend überein. Daher sind nur geringe Unterschiede in den Messergebnissen zu erkennen. Nebenbei ist auf die Differenz in der gemessenen (Abb. 4.2 -  $45,9 \text{ V/T}$ ) und spezifizierten Sensorempfindlichkeit (etwa  $64 \text{ V/T}$ ) des NXP KMZ51 hinzuweisen. Die Ursache ist möglicherweise auf einen Defekt zurückzuführen und erklärt damit gegebenenfalls die höhere Rauschspannungsdichte.

Die  $1/f$ -Rauschcharakteristik der Sensoren in Abbildung 4.2 überwiegt bei niedrigen Frequenzen. Bei  $1 \text{ Hz}$  wurden spektrale Rauschleistungsdichten von  $500 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bis  $8 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$  charakterisiert (Abb. 4.2). Diese Unterschiede sind im Vergleich zum weißen Rauschen deutlich größer. Zusätzlich gibt es starke Differenzen in der Eckfrequenz  $f_c$  des  $1/f$ -Rauschens, der allgemeinen Charakteristik und dementsprechend in der Ursache des  $1/f$ -

Typ	Sensitec APF755	TE-Connectivity KMY22	NXF KMZ51	Honeywell HMC1051
Versorgung	5 V	5 V	5 V	5 V
Brückenwiderstand	2,5 k $\Omega$	1,7 k $\Omega$	2* k $\Omega$	1 k $\Omega$
Empfindlichkeit	15 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$	15 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$	16* $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$	12, 5 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$
Offset	$\pm 0, 5 \text{ mV/V}$	$\pm 1 \text{ mV/V}$	$\pm 1, 5^* \text{ mV/V}$	$\pm 1, 25 \text{ mV/V}$
Temperaturkoeffizient des Brückenwiderstandes	+0, 26 %/K	+0, 35 %/K	+0, 3* %/K	2500 ppm/K
Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit	-0, 36 %/K	-0, 35 %/K	-0, 4* %/K	-2700 ppm/K

Tabelle 4.1: Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen AMR-Sensoren. Die Daten stammen aus den Datenblättern und sind aus der Einheit A/m umgerechnet worden. Für den KMZ51 von NXF konnte kein Datenblatt gefunden werden. Einige Distributoren verweisen auf das Datenblatt des Philips KMZ51. Die mit dem \* gekennzeichneten Werte stammen dementsprechend aus dem Datenblatt des KMZ51 von Philips. Die Unterschiede in den Temperaturkoeffizienten sind zum Teil auf unterschiedliche Referenztemperaturbereiche der Hersteller zurückzuführen.

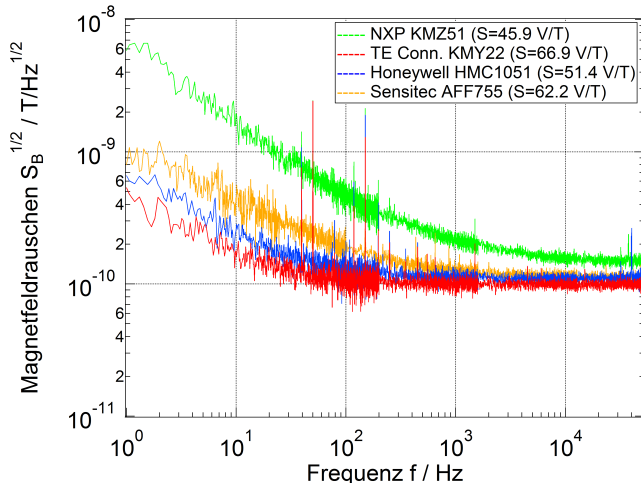


Abbildung 4.2: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte kommerziell verfügbarer linearer AMR-Sensoren. Die Empfindlichkeiten sind in der Legende neben den Bezeichnungen aufgeführt. In der  $1/f$ -Rauschcharakteristik sind starke Unterschiede zwischen den Sensoren zu erkennen.

Rauschens der verschiedenen AMR-Sensoren. In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass in diesen Messdaten keine offensichtliche Korrelation der frequenzabhängigen spektralen Rauschspannungsdichte mit der Sensorempfindlichkeit besteht. Um die Ursache des  $1/f$ -Rauschens und die dafür dominanten Rauschquellen zu bestimmen, ist eine Analyse des  $1/f$ -Rauschens der einzelnen Sensoren notwendig.

#### 4.2.2 Messergebnisse und Interpretation

Die Rauschcharakteristiken der verschiedenen AMR-Sensoren bei Raumtemperatur wurde bereits in Abbildung 4.2 dargestellt. In diesem Kapitel wird zusätzlich eine Variation des Arbeitspunktes in Bezug auf Temperatur, externe Magnetfelder in leichter und schwerer Achse, Magnetisierungsrichtung und Versorgung erfolgen. Die von den verschiedenen Arbeitspunkten beeinflusste Rauschcharakteristik wird analysiert und hinsichtlich dominierender Rauschquellen interpretiert und diskutiert. Die komplette Analyse der Rauschquellen konnte nicht für alle Sensoren erfolgen und wird am Beispiel des AFF755 von Sensitec durchgeführt.



### Sensitec AFF755

Der Sensitec AFF755 [77] ist ein linearer AMR-Sensor und speziell für die Messung schwacher Magnetfelder geeignet. Die wichtigsten elektrischen und magnetischen Sensorspezifikationen dieses Sensors können in Tabelle 4.1 eingesehen werden.

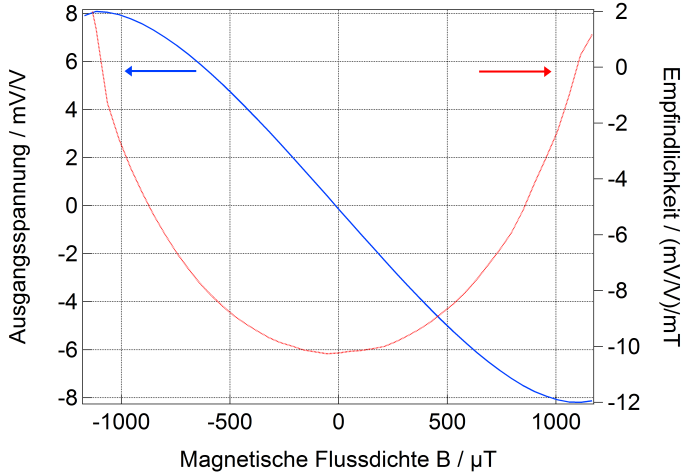


Abbildung 4.3: Ausgangscharakteristik (blau) eines AFF755 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte. In rot ist die Ableitung als Empfindlichkeit dargestellt. Im Bereich der Anisotropiefeldstärke verringert sich die Empfindlichkeit deutlich.

Die Ausgangsspannung des AFF755 als Funktion der magnetischen Flussdichte ist in Abbildung 4.3 in blau dargestellt. In rot ist die Ableitung bzw. die arbeitspunktabhängige Empfindlichkeit aufgetragen. Die Messung zeigt die Linearität des AFF755 für kleine magnetische Flussdichten  $< 200 \mu\text{T}$ . Für größere Flussdichten nimmt die Empfindlichkeit ab und die nichtlineare Charakteristik des Ausgangs dominiert. Im Bereich der Anisotropiefeldstärke  $\pm H_k/\sqrt{2}$  wird die magnetische Empfindlichkeit unterdrückt, die sich in der Messung bei etwa  $\pm 1 \text{ mT}$  zeigt. Eine weitere Erhöhung der magnetischen Flussdichte führt zu einem Absinken der Ausgangsspannung. Dieser Arbeitsbereich kann zur Instabilität führen und ein erneutes Flippen des Sensors (Neuausrichtung der Vorzugsmagnetisierung) erforderlich machen. Es ist darauf hinzuweisen, dass das Verhalten ( $H_y > H_k/\sqrt{2}$ ) in der Theorie häufig ideal abgebildet wird und sich das Modell von der gemessenen Kennlinie unterscheidet (siehe Abb. 2.7b).

Aus den temperaturabhängigen Kennlinien können die Sensorempfindlichkeit und der Offset des AFF755 als Funktion der Temperatur bestimmt werden. Diese Abhängigkeit ist in Abbildung 4.4 charakterisiert. Für die

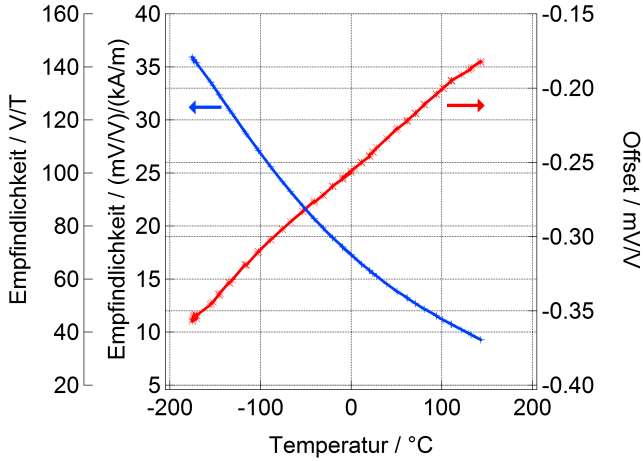


Abbildung 4.4: Die Sensorempfindlichkeit und der Offset eines AFF755 sind in Abhängigkeit der Temperatur dargestellt.

Empfindlichkeit ergibt sich ein nichtlineares Verhalten über der Temperatur. Diese Charakteristik ist im Datenblatt des Sensors für einen kleineren Temperaturbereich von  $-40\text{ °C}$  bis  $150\text{ °C}$  spezifiziert. Es wird ein linearer Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit von  $-0,36\%/K$  angegeben (Tabelle 4.1). Dieser stimmt mit dem hier charakterisierten Ergebnis überein. Die Temperaturabhängigkeit des Offsets von  $\pm 0,5\text{ mV}$  (Tabelle 4.1) wird durch die Messungen ebenfalls reproduziert und zeigt ein lineares Verhalten. Dabei ist auf die sehr geringen Offsetwerte von weniger als  $1\text{ mV/V}$  hinzuweisen.

Das Rauschspektrum ist in Abbildung 4.5 dargestellt und wurde bereits vorher mit den Spektren anderer Sensoren verglichen (siehe Abb. 4.2). Zur Analyse des Spektrums wird das Modell (Gleichung 2.23) der verschiedenen Rauschquellen auf das Messergebnis angewendet. Im weißen Frequenzbereich zeigt das gemessene Spektrum eine Übereinstimmung mit den theoretischen Werten nach Nyquist (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16). Dementsprechend kann für das weiße Rauschen eine dominante elektrische Rauschquelle angenommen werden. Das magnetische weiße Rauschen  $S_B^{w,mag}$  zeigt als Folge dessen keinen signifikanten Einfluss und wird im weiteren Verlauf im Modell ausgeblendet. Im Spektrum ist ebenfalls kein typisches Lorentz-Spektrum  $S_U^{f,RTN}$  zu sehen. Daher wird das RTN-Rauschen (Random-Telegraph-Noise) als nicht dominant angesehen und im Modell ebenfalls nicht berücksichtigt (Gleichung 4.1). Das Schottrauschen  $S_U^{w,shot}$  ist bei AMR-Sensoren nicht vorhanden, weil im Gegensatz zu beispielsweise TMR-Sensoren keine Tunnel- bzw. Energiebarriere vorhanden ist. Die verbleibenden Rauschquellen sind in Gleichung 4.1 für die gesamte Rauschleistungsdichte gezeigt.

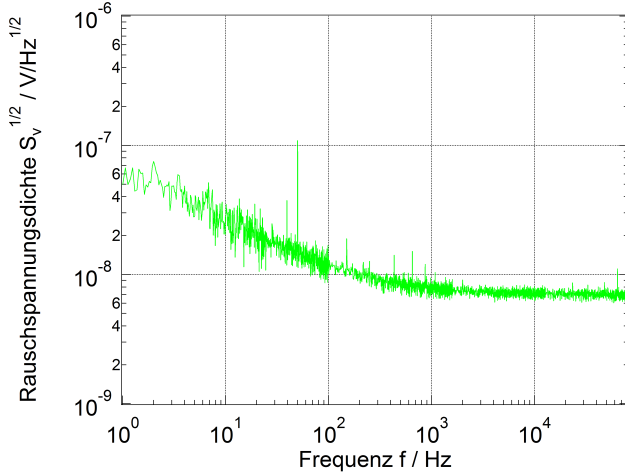


Abbildung 4.5: Spektrale Rauschspannungsdichte eines AFF755 AMR-Sensors von Sensitec bei Raumtemperatur.

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot (S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}}) + S_U^{\text{f,elek}} + S_U^{\text{f,RPN}} + S_U^{\text{w,shot}} + S_U^{\text{w,elek}} \quad (4.1)$$

Die vorangegangenen Messergebnisse und das daraus hervorgehende angepasste Modell zeigen eine dominierende elektrische Rauschquelle im weißen Bereich. Um die Informationen über das elektrische Rauschen zu verbessern und weiter zu analysieren, bietet sich eine temperaturabhängige Rauschmessung an.

Die temperaturabhängige spektrale Rauschleistungsdichte des AFF755 ist in Abb. 4.6 gezeigt. Dazu wurden Rauschmessungen bei mehreren Temperaturen durchgeführt. Zur besseren Darstellung sind die Spektren für lediglich drei Temperaturen gezeigt. Die höchste Temperatur von 142 °C ist in rot, Raumtemperatur in grün und −175 °C in blau dargestellt. Bei einer elektrischen weißen Rauschquelle sollte die Rauschcharakteristik die Nyquist-Gleichung (Kapitel 2.1.3, Gleichung 2.16) wiedergeben. Die visualisierte Temperaturabhängigkeit dieser Charakteristik ist in Abbildung 2.3 gezeigt. Im Vergleich mit den gemessenen Spektren (Abb. 4.6) zeigt sich eine Übereinstimmung. Die zugrundeliegende Rauschquelle bildet den Zusammenhang der Nyquist-Gleichung direkt ab und ist dementsprechend aus der zugrundeliegenden Temperaturabhängigkeit als elektrisches Rauschen identifiziert und bestätigt.

Aus der Rauschspannungsdichte kann die Rauschdichte der magnetischen Flussdichte in Abbildung 4.7 berechnet werden. Das Spektrum wurde dazu mit der temperaturabhängigen Empfindlichkeit (Abb. 4.4) normiert.

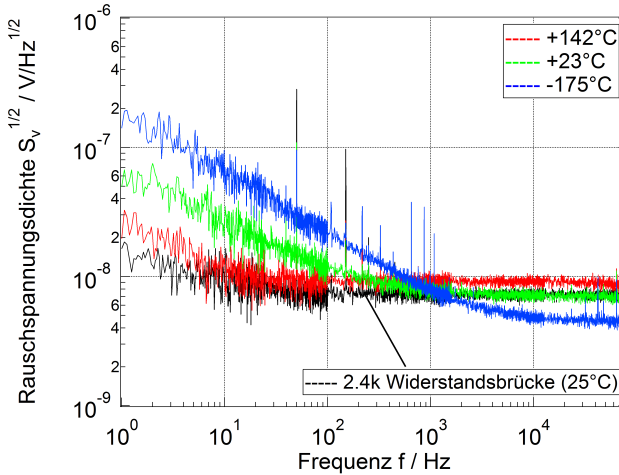


Abbildung 4.6: Die spektrale Rauschspannungsdichte ist bei drei verschiedenen Temperaturen gezeigt. Zusätzlich ist das Rauschen einer 2,4 k $\Omega$  Widerstandsbrücke dargestellt, die das intrinsische Verstärkerrauschen zum Vergleich abbildet.

Im weißen Bereich weist der Sensor bei tiefen Temperaturen ein verbessertes Detektionslimit auf. Es wurde ein Wert von etwa 30 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei  $-175^\circ\text{C}$  bestimmt. Diese Veränderung ist mit der Temperaturabhängigkeit der Sensorempfindlichkeit ( $-0,36\text{ \%/K}$ ) und den Brückenwiderständen ( $-0,26\text{ \%/K}$ ) zu erklären. Bei den frequenzabhängigen Rauschquellen ergibt sich ebenfalls ein interessanter und unerwarteter Zusammenhang. Es zeigt sich eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit des  $1/f$ -Rauschens. Bei tiefen Temperaturen ( $-175^\circ\text{C}$ ) steigt das  $1/f$ -Rauschen stark an und bei hohen Temperaturen von  $142^\circ\text{C}$  sinkt das  $1/f$ -Rauschen deutlich (siehe Abb. 4.7). Bei hohen Temperaturen werden etwa die Werte des intrinsischen Verstärkerrauschen erreicht, das mit Hilfe eines Spektrums einer ohmschen Widerstandsbrücke von 2,4 k $\Omega$  dargestellt ist. Der starke Abfall der frequenzabhängigen Rauschprozesse ist nicht zu erwarten und lässt keinen direkten Bezug auf eine Rauschquelle zu. Die elektrischen als auch die magnetischen  $1/f$ -Rauschquellen könnten für die signifikante Temperaturabhängigkeit verantwortlich sein. Speziell die Temperaturabhängigkeit der Sensorempfindlichkeit (Abb. 4.4) zeigt bei tiefen Temperaturen eine höhere Sensorempfindlichkeit und damit prinzipiell ein ähnliches Verhalten (Modell 4.1). Der zur Temperaturabhängigkeit ermittelte Temperaturkoeffizient kann weitere Hinweise auf den Ursprung geben. Allerdings sollte zuerst eine Unterdrückung der magnetischen Rauschquellen erfolgen, damit eine Trennung der Rauschquellen eintritt. Bei AMR-Sensoren kann dies über eine Ausrichtung des Magnetisierungsvektors auf  $\pm 45^\circ$  erreicht

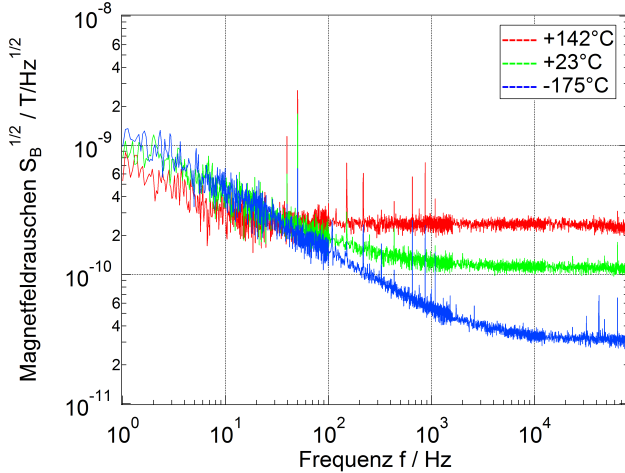


Abbildung 4.7: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte bei drei Temperaturen. Die Umrechnung erfolgte mit der temperaturabhängigen Empfindlichkeitsmessung (Abb. 4.4).

werden, die mit einer magnetischen Feldstärke von  $\pm H_k/\sqrt{2}$  in der schweren Achse realisiert werden kann (Abb. 2.10). Beim AFF755 entspricht das einer magnetischen Flussdichte von  $\pm H_k/\sqrt{2} \approx \pm 1$  mT (Abb. 4.3). Für die Messung wurde das Magnetfeld so eingestellt, dass das Maximum oder eben das Minimum der Sensorausgangsspannung erreicht wird. In diesem Arbeitspunkt ist die Änderung des Widerstandes aufgrund der Magnetisierungsänderung zu vernachlässigen. Eine Fluktuation der Magnetisierung bzw. ein dadurch entstehendes Rauschen wirkt somit nicht signifikant auf den Sensorausgang und wird unterdrückt.

Abbildung 4.8 zeigt die spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 in verschiedenen Arbeitspunkten der Ausrichtung der Magnetisierung. Falls magnetisches Rauschen ( $1/f$  oder weiß) als dominierende Rauschquelle im Spektrum vorhanden ist, sollte in den verschiedenen Arbeitspunkten eine signifikante Änderung des Spektrums charakterisierbar sein.

Das Spektrum zeigt keine signifikante Änderung in Abhängigkeit des Arbeitspunktes in der magnetisch schweren Achse des Sensors. Dies ist bei elektrisch dominierenden Rauschquellen zu erwarten. Zur besseren Visualisierung ist zusätzlich ein Graph mit der Empfindlichkeitscharakteristik (aus Abb. 4.3) und den Rauschwerten in den Arbeitspunkten bei verschiedenen Frequenzen in Abbildung 4.9 dargestellt.

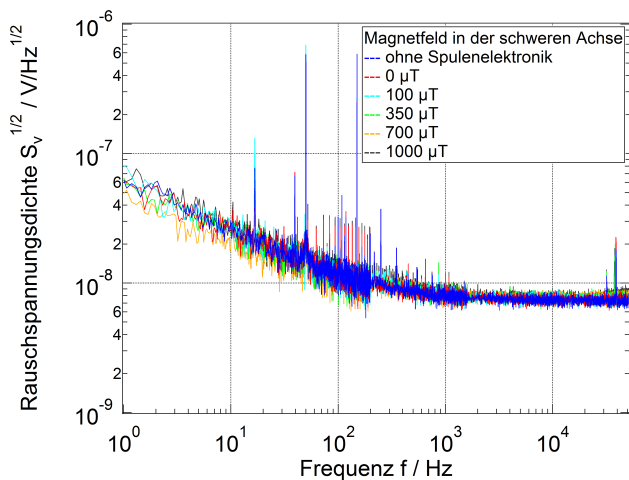


Abbildung 4.8: Spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei verschiedenen magnetischen Flussdichten in der schweren Achse. Eine signifikante Beeinflussung des Rauschspektrums ist nicht festzustellen.

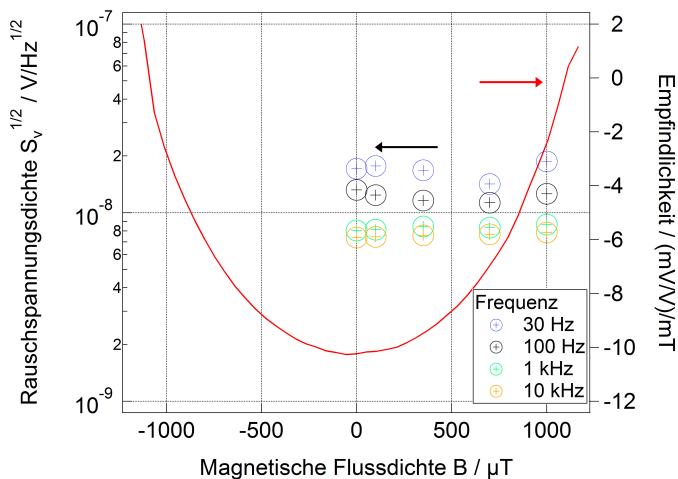


Abbildung 4.9: Die Empfindlichkeitscharakteristik aus Abbildung 4.3 ist um die Rauschwerte in den Arbeitspunkten der Empfindlichkeit bei verschiedenen Frequenzen ergänzt.

Die Darstellung verdeutlicht die starke Empfindlichkeitsänderung des Sensors und die damit fast unabhängige Änderung der Rauschwerte für die Frequenzen 30 Hz, 100 Hz, 1 kHz und 10 kHz. Die leichte Veränderung bei 30 Hz (700  $\mu\text{T}$ ) ist ebenfalls in Abbildung 4.8 enthalten und vermutlich auf die Messung zurückzuführen. Eine magnetische Rauschquelle müsste allerdings für die Frequenzen von 30 Hz und 100 Hz eine starke Veränderung des Rauschens bewirken, die bei etwa 1000  $\mu\text{T}$  den geringsten Wert zeigt. Somit kann die magnetische  $1/f$ -Rauschquelle als nicht dominierend angesehen und im Modell vernachlässigt werden.

$$S_U^{\text{ges}} = \left( \frac{\partial U}{\partial B} \right)^2 \cdot \left( S_B^{\text{f,mag}} + S_B^{\text{w,mag}} \right) + S_U^{\text{f,elek}} + \cancel{S_U^{\text{f,RPN}}} + \cancel{S_U^{\text{w,shot}}} + S_U^{\text{w,elek}} \quad (4.2)$$

Die Messergebnisse zeigen insgesamt, dass die Rauschcharakteristik des AFF755 von elektrischen Rauschquellen dominiert ist. Im weißen Frequenzbereich ist das Rauschen durch das Widerstandsrauschen oder Nyquist-Rauschen bestimmt. Das frequenzabhängige  $1/f$ -Rauschen ist dagegen schwieriger einzugrenzen. Die Ursache ist vermutlich das bereits vorgestellte Kontaktrauschen (Kapitel 2.1.3), das infolge der vielen Materialübergänge zwischen der magnetischen Schicht und der Barber-Pol Struktur entsteht (Kapitel 2.2.3). Für eine genauere Identifikation muss das Rauschen in Abhängigkeit von der Herstellung charakterisiert werden. Das Messergebnis in Abbildung 4.8 zeigt zusätzlich eine Rauschmessung ohne angeschlossene Spulenelektronik (Spule „offen“) (Kapitel 3.8). Die Charakteristik des Rauschspektrums bei aktiver Spulenelektronik und einer Stromregelung von 0 mA stellt keinen Unterschied zur nicht angeschlossenen Spulenelektronik dar. Das ist ein weiterer Beleg für die sehr rauscharme Ausgangscharakteristik der Spulenelektronik aus Kapitel 3.8. In den bisher am AFF755 gezeigten Messungen ist das magnetische Rauschen vernachlässigbar gewesen. Der Messplatz unterstützt allerdings Rauschmessungen, die mit einem Stützmagnetfeld in der leichten Achse der AMR-Sensoren durchgeführt werden. Dadurch lassen sich die magnetischen Energiebeiträge beeinflussen (Kapitel 2.1.3) und so die Magnetisierung stabilisieren oder destabilisieren. Ein Magnetfeld in der leichten Achse, das entgegen der Streifenmagnetisierung ausgerichtet ist, ermöglicht die Anregung der magnetischen Rauschquellen, weil die Stabilität der Magnetisierung (magnetische Anisotropie) verringert wird und es so zu Fluktuationen der magnetischen Domänen kommt.

In Abbildung 4.10 sind mehrere Rauschspektren des AFF755 bei verschiedenen magnetischen Feldstärken in der leichten Achse dargestellt. In dem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass der AFF755 ein besonderes Sensorlayout besitzt. In einem Brückenweig befinden sich verschiedene Magnetisierungsrichtungen [86]. Damit ist das Magnetfeld in der leichten Achse so ausgerichtet, dass die Magnetisierung eines Streifens stabilisiert wird und die des anderen destabilisiert wird. Das angelegte Magnetfeld in der leichten Achse regt das magnetische Rauschen somit unabhängig von der Richtung an. Interessant ist dabei die Schwelle der magnetischen Flussdichte, bei der das magnetische Rauschen zu dominieren beginnt.

Daraus lassen sich wichtige Eigenschaften über die magnetische Schicht, die magnetischen Energiebeiträge und somit die Stabilität des Sensors gewinnen. Gerade die Stabilität des Sensors unter kritischen Bedingungen (extreme Temperaturen, mechanischer Druck, starke Feldstärken, usw.) ist häufig unzureichend spezifiziert und besonders wichtig für bestimmte Anwendungsfälle.

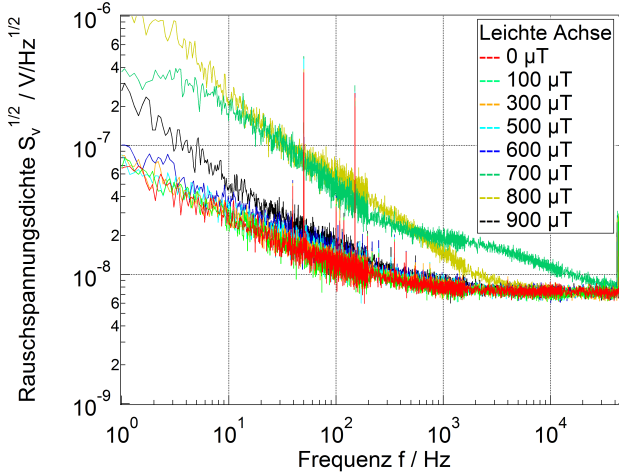


Abbildung 4.10: Spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei unterschiedlichen magnetischen Flussdichten in der leichten Achse des Sensors. Dadurch werden die magnetischen Anisotropieenergien des Sensors beeinflusst und es lassen sich Informationen zur Stabilität des AMR-Sensors gewinnen.

In den Spektren in Abbildung 4.10 ist eine signifikante Zunahme des  $1/f$ -Rauschens bei einer magnetischen Flussdichte ab 600  $\mu\text{T}$  zu verzeichnen. Die entstehenden und dominierenden Rauschprozesse sind magnetischen Ursprungs und durch die Felder in der leichten Achse angeregt. Dabei ist interessant, dass eine weitere Erhöhung der Feldstärke auf 700  $\mu\text{T}$  oder 800  $\mu\text{T}$  zu unterschiedlichen magnetischen Arbeitspunkten und Rauschcharakteristiken führt. Eine Steigerung auf 900  $\mu\text{T}$  zeigt dagegen eine verringerte Rauschcharakteristik. Ein darauffolgendes Absenken der Feldstärke ( $<500 \mu\text{T}$ ) zeigt eine zur vorigen Messung äquivalente Charakteristik. In diesem Feldbereich findet also lediglich eine reversible Änderung der Rauschcharakteristik statt. Weitere Hinweise zur Herstellung, zum Layout, zur Schicht und zu den magnetischen Energien würden eine bessere Analyse der Messung ermöglichen. Insofern demonstriert das Messergebnis lediglich eine wichtige Charakterisierungsmethode des Messsystems, die in Verbindung mit Informationen zur Herstellung eine Analyse der Stabilität und der Wechselwirkungen ermöglicht.



Eine weitere Funktionalität des Messsystems ist die Rauschcharakterisierung bei unterschiedlichen Sensorversorgungsarten oder Sensorversorgungswerten. Im Kapitel 2.1.3 wurde bereits erklärt, dass Rauschquellen, die eine Fluktuation des Widerstandes der einzelnen Sensorelemente zeigen, eine Stromabhängigkeit der Rauschcharakteristik besitzen. Aus diesem Grund wurde die spektrale Rauschspannungsdichte des Sensitec AFF755 in Abbildung 4.11 in Abhängigkeit von verschiedenen Versorgungsströmen von 1,25 mA bis 4,25 mA charakterisiert.

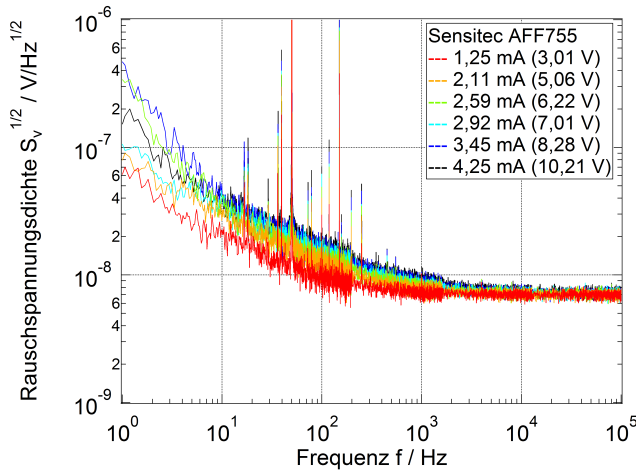


Abbildung 4.11: Die spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei verschiedenen Sensorversorgungsströmen.

Das Messergebnis zeigt eine signifikante Stromabhängigkeit der Rauschcharakteristik, die sich auf den frequenzabhängigen Bereich konzentriert. Das weiße Rauschen im hochfrequenten Bereich zeigt keine Abhängigkeit vom Versorgungsstrom der Sensoren. Dieses Ergebnis ist aus den theoretischen Modellen zu erwarten. Die vorhergegangene Rauschanalyse hat eine dominierende elektrische Rauschquelle im weißen Bereich gezeigt. Der Rauschprozess nach Nyquist stellt eine Fluktuation der Spannung dar und ist somit unabhängig vom Versorgungsstrom.

Die Eckfrequenz  $f_c$  bezeichnet die Übergangsfrequenz vom  $1/f$ -Rauschen zum weißen Rauschen. Diese verschiebt sich in Abhängigkeit vom Versorgungsstrom von etwa 1 kHz bis etwa 4 kHz. Unterhalb der Eckfrequenz dominieren die frequenzabhängigen Rauschprozesse, die in zwei Bereiche unterteilt werden. Von 10 Hz bis zur Eckfrequenz ergibt sich eine Erhöhung des Rauschens, die proportional zum Versorgungsstrom ist. Für Frequenzen unter 10 Hz wirkt für höhere Versorgungsströme ab 2,5 mA eine abweichendes Verhalten. Für den Versorgungsstrom von 3,45 mA in der Farbe dunkelblau ist unter 10 Hz eine veränderte Rauschcharakteristik erkennbar, die auf einen weiteren Rauschprozess hindeutet und einen

geänderten Exponenten  $\alpha$  der Frequenzabhängigkeit ( $1/f^\alpha$ ) zeigt. Für die Frequenzen unter 10 Hz wirken vermutlich weitere dominante Rauschprozesse, die eventuell auf Erwärmungsprozesse und eine Temperaturdrift zurückzuführen sind und die eigentliche Rauschcharakteristik überlagern. Die Leistung am Sensor variiert aufgrund des Versorgungsstromes von 3,7 mW bis 43,4 mW. Unter Hinzunahme des Temperaturkoeffizienten des Gehäuses, der eine Abschätzung der Eigenerwärmung erlaubt, kann bei diesen Leistungswerten eine Temperaturerhöhung von bis zu 15 °C angenommen werden. Dadurch werden der Offset, der Brückenwiderstand und die Empfindlichkeit des Sensors verändert und ein Drift des Ausgangs induziert. Dieser könnte für die sehr niederfrequenten Rauschquellen ursprünglich sein und die Temperaturänderung führt ebenfalls beim weißen Rauschen zu einer geringen Erhöhung der spektralen Rauschspannungsdichte (siehe Abb. 4.11 und 4.12).

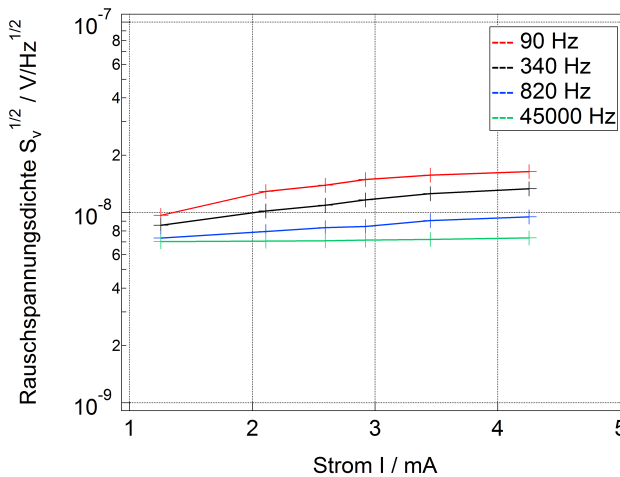


Abbildung 4.12: Bestimmte Frequenzwerte von 90 Hz, 340 Hz, 820 Hz und 45 kHz der spektralen Rauschspannungsdichte des AFF755 in Abhängigkeit des Sensorversorgungsstromes.

Zur besseren Ausführung der Stromabhängigkeit ist eine Darstellung der spektralen Rauschspannungsdichte bei einer spezifischen Frequenz über den Sensorstrom üblich. In Abbildung 4.12 ist diese bei Frequenzen von 90 Hz, 340 Hz, 820 Hz und 45 kHz gezeigt. Insgesamt veranschaulichen die Frequenzpunkte eine Proportionalität der Rauschcharakteristik des  $1/f$ -Rauschens vom Sensorversorgungsstrom. Eine Trennung der Rauschquellen ist aus diesen Messergebnissen nicht möglich, da im Allgemeinen alle frequenzabhängigen Rauschquellen eine Stromproportionalität aufweisen. Dazu wären genauere Kenntnisse zur Stromabhängigkeit der Rauschprozesse notwendig. Eine Stromabhängigkeit der weißen Rauschcharakteristik

könnte dagegen für eine Trennung der Rauschquellen verwendet werden. Das Nyquist-Rauschen weist im Gegensatz zu anderen weißen Rauschquellen keine Stromabhängigkeit auf. In Abbildung 4.12 ist eine leichte Erhöhung der Rauschspannungsdichte bei 45 kHz zu erkennen, allerdings ist diese mit der Temperaturerhöhung aufgrund des höheren Versorgungsstromes zu erklären. Die erhöhte Temperatur erzeugt einen erhöhten Brückenwiderstand (+0,26 %/K) und führt daher zu einer leicht gestiegenen Rauschspannungsdichte.

### 4.2.3 Ergebnis

Am Anfang des Kapitels ist ein genereller Überblick über die Rauschcharakteristik und das Detektionslimit verschiedener kommerziell verfügbarer AMR-Sensoren gezeigt. Dabei werden die relativ guten Werte des Magnetfeldrauschen von  $90 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bis  $200 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  im weißen Frequenzbereich hervorgehoben, deren Werte im Allgemeinen mit Hilfe der Sensorempfindlichkeit und dem Nyquist-Rauschen bestimmbar sind. Die Ursache der  $1/f$ -Rauschquellen von AMR-Sensoren sind dagegen grundsätzlich nicht bekannt und die  $1/f$ -Rauschcharakteristik zeigt stärkere und signifikante Unterschiede zwischen den dargestellten Sensoren.

Am Beispiel des AFF755 von Sensitec wurde eine elektrisch dominierende Rauschquelle als Ursprung des  $1/f$ -Rauschens identifiziert. Im Hinblick auf die Herstellung und das Sensorlayout ist wahrscheinlich der Materialübergang an der Barber-Pol Struktur verantwortlich. Eine genaue Bestimmung der Ursache und eine eventuelle Verbesserung der Charakteristik kann nur an Sensoren erfolgen, die bekannte Variationen in den Struktur- und Herstellungsparametern aufweisen. In dem Zusammenhang wäre es interessant, die Rauschmessungen an AMR-Einzelementen durchzuführen, die jeweils mit oder ohne Barber-Pol Struktur gefertigt sind.

Zusätzlich zur Analyse der Rauschquellen sind Messergebnisse gezeigt, die weitere Funktionen des Messsystemes darstellen. Dazu werden Rauschcharakterisierungen in Abhängigkeit von magnetischen Flussdichten in der leichten und schweren Achse und des Versorgungsstromes vorgestellt. Die Ergebnisse sind in Übereinstimmung mit den theoretischen Modellen und belegen die Flexibilität und die Leistungsfähigkeit des Messsystems.

## 4.3 GMR-Sensoren

### 4.3.1 Einleitung

GMR-Sensoren besitzen eine größere Empfindlichkeit und dementsprechend eine größere Signaländerung am Ausgang. Trotzdem führt dieser Vorteil, im Vergleich zu AMR-Sensoren, nicht unbedingt zu einem besseren Detektionslimit und Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR). Durch die komplexere Schichtstruktur ist das intrinsische Rauschen dieser Sensoren ebenfalls erhöht. Dieses Verhalten ist im Hinblick auf die größeren Brückenwiderstände im weißen Rauschen in einem gewissen Bereich zu erwarten, aber gerade das  $1/f$ -Rauschen ist deutlich stärker ausgeprägt. Aus diesem

Grund ist die Analyse der Rauschquellen für GMR-Sensoren besonders interessant. Verbesserungen des intrinsischen Rauschen würden direkt zu neuen Anwendungsgebieten führen. Zur Zeit werden GMR-Sensoren eher für Winkel-, Schaltanwendungen oder als digitale, hochfrequente Festplattenleseköpfe verwendet.

Die Beschaffung von linearen GMR-Sensoren als Testmuster oder in sehr geringen Stückzahlen ist schwerer als bei AMR-Sensoren. Für die Demonstration des Messsystems stehen zwei verschiedene kommerziell verfügbare Sensoren zur Charakterisierung zur Verfügung. In Tabelle 4.2 sind die wichtigsten magnetischen und elektrischen Eigenschaften der beiden Sensoren gezeigt. Weitere Informationen können den Datenblättern [87, 88] entnommen werden.

Typ	Sensitec GF708	NVE AAH002
Technik	Spin-Ventil	Mehrschicht
Versorgung	5 V	5 V
Brückendwiderstand	16 k $\Omega$	2 k $\Omega$
Empfindlichkeit	163 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$	182 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$
Temperaturbereich Umgebung	-40 bis 125 °C	-65 bis 150 °C
Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit	-0,24 %/K	/
Temperaturkoeffizient der Brückenwiderstände	0,12 %/K	0,11 %/K

Tabelle 4.2: Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen GMR-Sensoren von Sensitec GmbH und NVE Corporation. Die Daten wurden den Datenblättern [87, 88] entnommen und sind aus der Einheit Oerstedt in die Einheit A/m umgerechnet worden.

### 4.3.2 Messergebnisse und Interpretation

Die Messergebnisse des Sensitec GF708 und des NVE AAH002 sind nicht direkt zu vergleichen, da der GF708 als Spin-Ventil Sensor aufgebaut ist und der AAH002 als Mehrschichtsensor. Durch die verschiedenen Techniken sind der Aufbau und das Ausgangsverhalten unterschiedlich.

Abweichend zu den Messungen an den AMR-Sensoren sind die GMR-Messungen mit einem Verstärkungsfaktor von 10 der Verstärkerkarte durchgeführt worden. Dadurch ergeben sich leicht geänderte Werte im intrinsischen Spannungsrauschens des Verstärkers [76].

### Sensitec GF708

Der GF708 von Sensitec ist ein Spin-Ventil Magnetfeldsensor, der auf dem GMR-Effekt beruht und einen Flusskonzentrator zur Erhöhung der Empfindlichkeit enthält [87]. Der Arbeitsbereich ist linear, unsymmetrisch und weist eine kleine Hysterese auf. Der Sensor ist für die lineare Magnetfeldmessung bedingt geeignet, Schalt- und Referenzsensoranwendungen sind das hauptsächliche Einsatzgebiet.

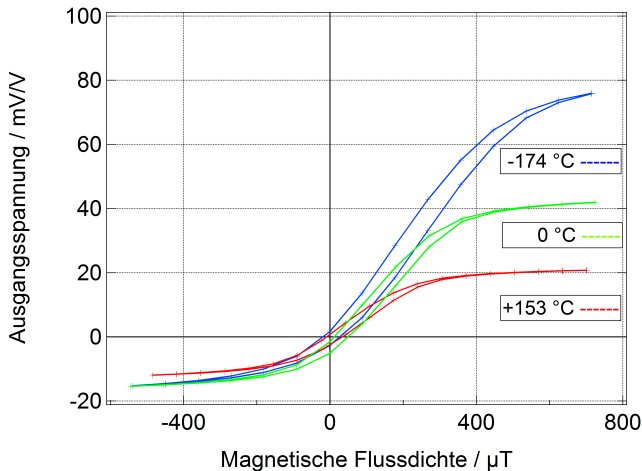


Abbildung 4.13: Die Sensorausgangsspannung in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei drei verschiedenen Temperaturen zeigt eine typische Spin-Ventil Charakteristik.

In der Abbildung 4.13 ist die Kennlinie bzw. das Ausgangsverhalten in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte für drei Temperaturen dargestellt. Insgesamt zeigt sich eine sehr starke Temperaturabhängigkeit der Ausgangscharakteristik in Bezug auf Empfindlichkeit, Offset, Hysterese und Messbereich (Abb. 4.13). Dabei ist eine stark asymmetrische Temperaturabhängigkeit zu beobachten. Für positive magnetische Feldstärken ist die Temperaturabhängigkeit größer als für negative magnetische Feldstärken. Dieser Effekt ist auf die Spin-Ventil Struktur und die damit zusammenhängende Ausrichtung der Magnetisierung zurückzuführen. Die Gewichtung des spinabhängigen Stromes unterscheidet sich je nach Ausrichtung der Magnetisierung (parallel oder antiparallel), und es entsteht vermutlich aufgrund dessen eine geänderte Temperaturabhängigkeit in diesen Arbeitsbereichen. Für weitere Informationen zur Temperaturabhängigkeit von GMR-Sensoren sei auf die Literatur [89–91] verwiesen. Ähnliche Temperaturabhängigkeiten der Ausgangscharakteristik wurden allerdings auch bei Spin-Ventil TMR-Sensoren beobachtet [92].

Im Nullpunkt (abgeschirmtes Magnetfeld) befindet sich der Sensor nicht im Arbeitspunkt mit der höchsten Empfindlichkeit. Der magnetische Arbeitspunkt ist allerdings für die Rauschcharakteristik wichtig, da das magnetische Rauschen arbeitspunktabhängig ist. Aus diesem Grund ist in Abbildung 4.14 eine Messung der spektralen Rauschspannungsdichte des GF708 im Nullpunkt und im Arbeitspunkt mit der maximalen Empfindlichkeit ( $B_y = +125\mu\text{T}$ ) dargestellt.

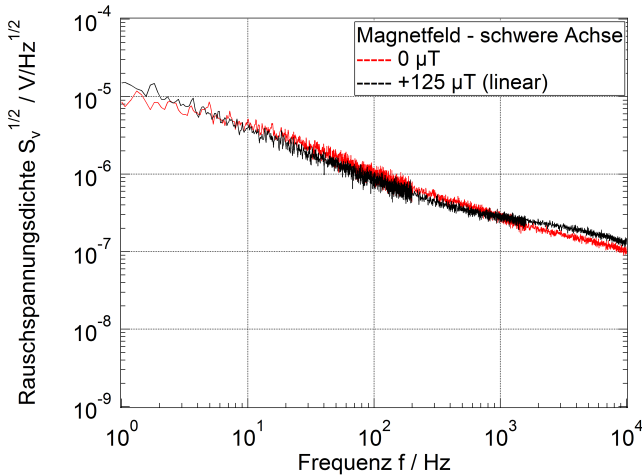


Abbildung 4.14: Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 von Sensitec in zwei verschiedenen Arbeitspunkten (Abb. 4.13).

Im Vergleich zu den vorigen Messergebnissen der AMR-Sensoren ist keine weiße Rauschcharakteristik im dargestellten Frequenzbereich vorhanden. Das Rauschspektrum des GF708 ist von einem deutlich größeren  $1/f$ -Rauschen überlagert und spiegelt damit direkt die Problematik des starken  $1/f$ -Rauschens der GMR-Sensoren wider. Dadurch kann das eingeführte Rauschmodell (Gleichung 2.33) nur im frequenzabhängigen Bereich angewendet werden. Eine Untersuchung des weißen Rauschens ist nicht möglich.

Zur weiteren Analyse der frequenzabhängigen Rauschquellen ist die spektrale Rauschspannungsdichte in Abbildung 4.15 in Abhängigkeit des magnetischen Arbeitspunktes gezeigt. Der Unterschied aufgrund der verschiedenen magnetischen Arbeitspunkte fällt gering aus. Im niederfrequenten Bereich bis 100 Hz stimmen die Rauschcharakteristiken weitestgehend überein, danach beginnt ein Rauschprozess zu dominieren, der sich als Lorentz-Spektrum (Kapitel 2.1.3) zeigt. Dieser Prozess ändert die Ausprägung und die effektive Frequenz je nach magnetischem Arbeitspunkt. Die Unterschiede sind vermutlich auf die Ausrichtung der Magnetisierung der magnetisch freien Schicht zur magnetisch gepinnten Schicht im Spin-

Ventil zurückzuführen. Im Arbeitspunkt mit der höchsten Empfindlichkeit ist die Magnetisierung der magnetisch freien Schicht im  $90^\circ$  Winkel zur Magnetisierung der magnetisch gepinnten Schicht ausgerichtet. Im Nullpunkt der Kennlinie wird je nach Ausrichtung der gepinnten Schicht eine Winkelausrichtung dazwischen angenommen. Damit verändert sich die Gewichtung der spinabhängigen Streuprozesse und die Ausrichtung der Magnetisierung in den beiden Arbeitspunkten.

Eine weitere Analyse des Einflusses der spinabhängigen Streuprozesse kann unter Betrachtung der Arbeitspunkte erfolgen, bei dem die freie magnetische Schicht gänzlich parallel oder antiparallel zur gepinnten Schicht ausgerichtet ist. Der magnetische Arbeitspunkt wird dazu außerhalb des linearen Arbeitsbereiches der Sensoranwendung festgelegt (siehe Abb. 2.16). Die magnetischen Rauschquellen des Sensors werden dadurch unterdrückt. Für den GF708 wurden dazu magnetische Flussdichten von  $\pm 600 \mu\text{T}$  in der empfindlichen Achse des Sensors angelegt. Die spektrale Rauschspannungsdichte in diesen Arbeitspunkten ist in Abbildung 4.15 gezeigt. Die vorigen Messungen sind zum besseren Vergleich zusätzlich in der Graphik enthalten.

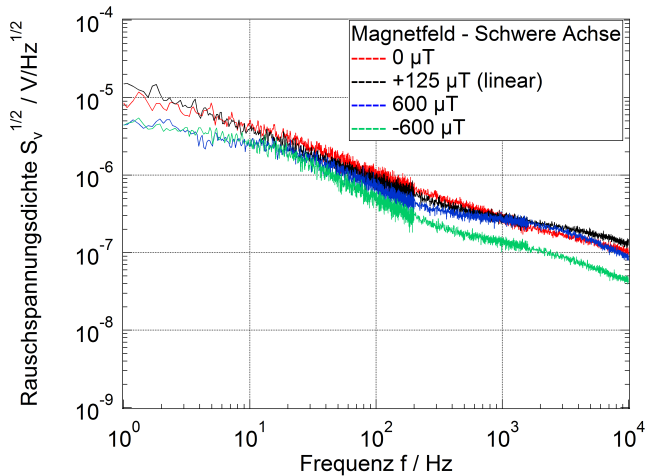


Abbildung 4.15: Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 bei verschiedenen magnetischen Flussdichten in der schweren Achse. Dadurch werden die Rauschmessungen in verschiedenen Arbeitspunkten der Kennlinie (Abb. 4.13) durchgeführt.

Die Rauschcharakteristiken verdeutlichen die vorigen Annahmen der komplizierteren Rauschanalyse. Im Vergleich zu bisherigen Messungen im linearen Arbeitsbereich der Sensoren zeigen die gesättigten Sensoren leicht geringere Werte des Spannungsrauschens. Diese variieren allerdings stark mit der Frequenz und unterscheiden sich je nach Sättigung und Ausrich-

tung der Magnetisierung. Im niederfrequenten Bereich bis 10 Hz ist ein signifikanter Unterschied der Rauschcharakteristik durch den magnetischen Arbeitspunkt zu erkennen. In diesem Frequenzbereich dominiert aufgrund dessen eine magnetische Rauschquelle. Der restliche Frequenzbereich ab 10 Hz zeigt signifikante Unterschiede, die aber nicht direkt die Magnetfeldabhängigkeit zwischen den Arbeitspunkten im linearen und im gesättigten Arbeitsbereich wiedergeben. Dies lässt den Schluss zu, dass die Rauschquellen vermutlich elektrischen Ursprungs sind. Allerdings muss bei der Betrachtung des Ausgangsrauschens von Brückenstrukturen beachtet werden, dass lediglich die Hälfte der Sensorelemente innerhalb der Brücke aktiv sind und sich im magnetischen Arbeitspunkt durch externe Felder beeinflussen lassen (siehe Kapitel 2.3.4). Die inaktiven Sensorelemente verbleiben im ursprünglichen Arbeitspunkt und in Folge dessen im ursprünglichen Rauschverhalten. Der Brückenausgang zeigt lediglich eine Gesamtrauschcharakteristik aller Brückenelemente.

Interessant ist trotzdem der Unterschied der Rauschmessungen in den magnetisch unempfindlichen Arbeitsbereichen, die sich in der Ausrichtung der Magnetisierung unterscheiden. Grundsätzlich weisen beide Charakteristiken zwei ausgeprägte Lorentz-Spektren auf, die im Bereich der niedrigen Frequenzen ( $\approx 20$  Hz) übereinstimmen. Für höhere Frequenzen ( $\approx 3$  kHz) zeigt das Lorentz-Spektrum eine signifikante Abhängigkeit von der Ausrichtung der Magnetisierung und der zugrundeliegenden Streuprozesse. Die grüne Kurve, die bei negativen Feldstärken gesättigt ist, zeigt im Vergleich zur blauen Charakteristik ein geringer ausgeprägtes Lorentz-Spektrum. Aufgrund der magnetischen Sättigung in Kombination mit der Abhängigkeit der Ausrichtung der Magnetisierung ist vermutlich die Gewichtung der spinabhängigen Streuprozesse als Ursprung für das höherfrequente Lorentz-Spektrum anzunehmen.

Als weitere Analyse bietet sich eine temperaturabhängige Untersuchung an, da dadurch eine Beeinflussung der elektrischen und der magnetischen Rauschquellen möglich ist. Allerdings ist der Arbeitsbereich der Sensoren und der Arbeitspunkt der höchsten Empfindlichkeit von der Temperatur abhängig. Aus diesem Grunde wird der Nullpunkt der Kennlinie (Abb. 4.13) als Referenz bzw. als Arbeitspunkt für die temperaturabhängigen Rauschmessung gewählt.

Die temperaturabhängigen Messungen der spektralen Rauschspannungsdichte des GF708 sind in Abbildung 4.16 dargestellt. Insgesamt zeigen sich lediglich kleine Änderungen der Rauschcharakteristik bei den drei unterschiedlichen Arbeitspunkten der Temperatur von  $-175^\circ\text{C}$ ,  $24^\circ\text{C}$  und  $154^\circ\text{C}$ . Eine genaue Betrachtung zeigt wiederholt ein dominierendes Lorentz-Spektrum in der Rauschcharakteristik, das sich mit der Temperatur ändert. Diese Charakteristik wird in der Darstellung als spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte in Abbildung 4.17 deutlicher. Das identifizierte Lorentz-Spektrum verschiebt sich mit der Temperatur im Frequenzbereich. Für tiefe Temperaturen ( $-175^\circ\text{C}$ ) ist die Lorentz-Charakteristik bei einer Frequenz von etwa 2 kHz erkennbar. Für höhere Temperaturen ( $154^\circ\text{C}$ ) wandert die charakteristische Frequenz des zugrundeliegenden Prozesses zu niedrigeren Frequenzen. Die rote Kurve ( $154^\circ\text{C}$ ) zeigt die angesprochene Ausprägung bei etwa 10 Hz. Das Detektionslimit



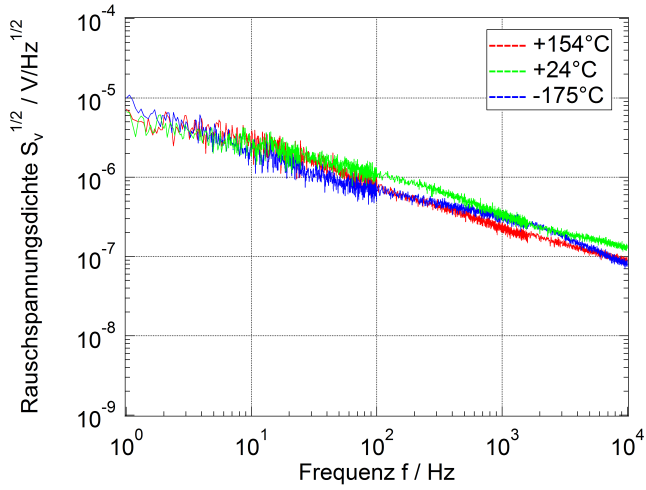


Abbildung 4.16: Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 bei den Temperaturen  $-175^\circ\text{C}$ ,  $24^\circ\text{C}$  und  $154^\circ\text{C}$ .

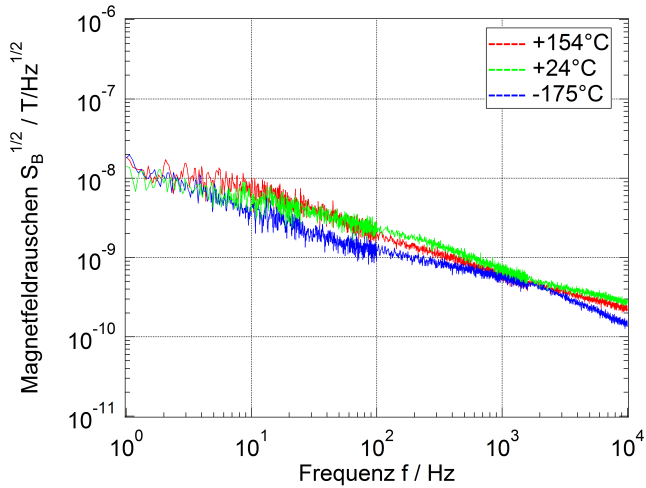


Abbildung 4.17: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des GF708 bei drei verschiedenen Temperaturen. Zur Umrechnung wurde die Empfindlichkeit im jeweiligen Nullpunkt verwendet (Abb. 4.13).

ändert sich entsprechend nur geringfügig. Bei 1 kHz werden Rauschwerte des Magnetfeldrauschens von etwa  $600 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht.

### NVE AAH002

Der AAH002 von NVE [88] ist ein Multilagen-GMR-Sensor. Durch den Aufbau in Multischicht-Struktur zeigt sich im Gegensatz zur Spin-Ventil Technik keine lineare Kennlinie über den Arbeitsbereich von  $300 \mu\text{T}$ . Allerdings kann die Kennlinie mit Stützmagnetfeldern in einem kleineren Arbeitsbereich um etwa  $30 \mu\text{T}$  linearisiert werden.

Der NVE AAH002 wurde für die Charakterisierung ausgewählt, weil dieser Sensor in einer kleinen Stückzahl erhältlich ist und bereits in anderen Veröffentlichungen [1, 93] bezüglich seines Rauschverhaltens charakterisiert wurde. Dementsprechend können die Ergebnisse verglichen werden. Aufgrund von verschiedenen Chargen aus unterschiedlichen Jahren, die gegebenenfalls geänderten Produktionsbedingungen unterliegen, kann es trotzdem zu starken Abweichungen der Messergebnisse kommen. Aus diesem Grund muss der Vergleich von Rauschcharakteristiken mit Bedacht durchgeführt werden.

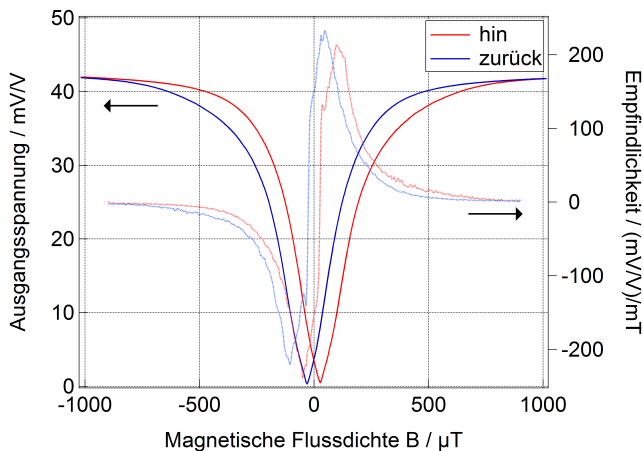


Abbildung 4.18: Ausgangscharakteristik des NVE AAH002 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte. Die Kennlinie zeigt ein für die Multischicht-Struktur typisches nichtlineares Ausgangsverhalten und wurde mit ab- und aufsteigendem Magnetfeld charakterisiert. Im Hintergrund ist die Ableitung bzw. die Empfindlichkeit der Charakteristik als verblasste Kennlinie gezeigt.

Zunächst wird das Ausgangsverhalten des Sensors in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte vorgestellt und in Abbildung 4.18 gezeigt. Es stellt sich eine typische Multischicht-Kennlinie dar, die über eine Hys-

terese verfügt. Diese Sensorart ermöglicht im Vergleich zum Spin-Ventil Sensor keine Detektion der Richtung des Magnetfeldes. Mit Hilfe von Stütz magnetfeldern kann das Ausgangsverhalten für kleine magnetische Feldstärken jedoch linearisiert werden. Bei  $30 \mu\text{T}$  wurde eine Sensorempfindlichkeit von  $192,55 \text{ (mV/V)/(kA/m)}$  oder  $773,82 \text{ V/T}$  ( $5 \text{ V}$  Versorgungsspannung) gemessen.

In den charakteristischen Arbeitspunkten der GMR-Kennlinie bietet sich eine Charakterisierung des Ausgangsrauschens an. Für große magnetische Flussdichten  $> |500 \mu\text{T}|$  sinkt die Sensorempfindlichkeit deutlich und es stellt sich eine parallele Ausrichtung der Magnetisierungen ein. Der Widerstand der einzelnen GMR-Elemente ist in diesem Arbeitspunkt minimal. Im Nullpunkt liegt eine antiparallele Ausrichtung der Magnetisierungen vor und die Ausgangsspannung der Brücke ist minimal. In diesen beiden Arbeitspunkten kann das Rauschen verglichen werden und gegebenenfalls Rückschlüsse auf die Auswirkungen unterschiedlicher Gewichtungen der spinabhängigen Streuprozesse liefern. Zusätzlich bietet sich eine Rauschcharakterisierung im Arbeitsbereich mit der maximalen Sensorempfindlichkeit an. Dieses Verhalten kann mit dem Rauschverhalten im gesättigten Sensorbereich verglichen werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.19 zusammengefasst dargestellt.

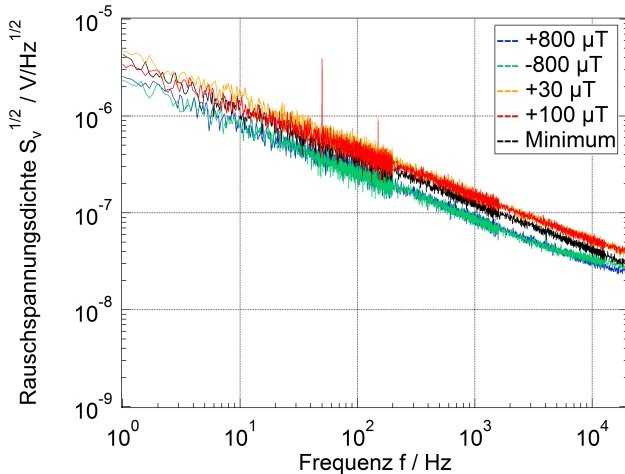


Abbildung 4.19: Spektrale Rauschspannungsdichte des NVE AAH002 GMR Multischichtsenors in verschiedenen Arbeitspunkten der Kennlinie (Abbildung 4.18).

Im Vergleich zur Rauschmessung des Spin-Ventil Sensors GF708 von Sensitec in Abbildung 4.14 ist beim NVE AAH002 eine klare  $1/f$ -Rauschcharakteristik vorhanden, die nicht von weiteren Lorentz-Spektren überlagert ist. Das kann mit der nicht vorhandenen gepinnten magnetischen Schicht

und dem künstlichen Antiferromagneten im GF708 zusammenhängen. Dies führt letztendlich zu einem einfacheren Sensoraufbau beim AAH002. Der Vergleich zwischen den magnetischen Arbeitspunkten des AAH002 zeigt Differenzen in der Rauschcharakteristik. In den magnetisch gesättigten Arbeitspunkten ( $\pm 800 \mu\text{T}$ ) sind die Werte der spektralen Rauschspannungsdichte geringer als in den Arbeitspunkten mit der höchsten Empfindlichkeit ( $30 \mu\text{T}$  und  $100 \mu\text{T}$ ). Dieses Ergebnis ist auf eine Unterdrückung der magnetischen Rauschquellen in Sättigung zurückzuführen. Damit kann eine magnetische Rauschquelle für das intrinsische  $1/f$ -Rauschen in dem Arbeitspunkt von  $30 \mu\text{T}$  angenommen werden. Allerdings zeigt die gering ausfallende Unterdrückung, dass weitere  $1/f$ -Rauschquellen vorhanden sind, die ebenfalls ein starkes frequenzabhängiges Rauschen erzeugen. Zur weiteren Analyse wäre ein Vergleich im parallelen und im antiparallelen Arbeitspunkt der Magnetisierungsausrichtungen zueinander wünschenswert. Jedoch zeigt sich anhand der Kennlinie (Abb. 4.18), dass der Arbeitspunkt für die antiparallele Ausrichtung und die zusätzliche Unterdrückung der Sensorempfindlichkeit zu schmal für stabile Rauschmessungen ist. Aus diesem Grunde kann lediglich der Arbeitspunkt im Minimum des Sensorausgangs untersucht werden. Die Rauschcharakteristik dieses Arbeitspunktes ist zwischen den Spektren des linearen und des gesättigten Arbeitspunktes anzuordnen. Eine genaue Interpretation der Rauschcharakteristiken in diesem Arbeitspunkt ist nicht möglich, da die Unterdrückung des magnetischen Rauschens nicht abgeschätzt werden kann.

Insgesamt ist eine magnetische Rauschquelle vorhanden, die den Unterschied zwischen den Rauschcharakteristiken im linearen und im gesättigten Arbeitsbereich erklärt. Allerdings ist der Unterschied nur verhältnismäßig gering und weist dadurch auf weitere Rauschprozesse hin.

Zum Vergleich kann das spektrale Rauschen der magnetischen Flussdichte im Arbeitspunkt mit der höchsten Empfindlichkeit errechnet werden. Die Charakteristik ist in Abbildung 4.20 gezeigt. Das Rauschspektrum kann mit veröffentlichten Ergebnissen ([1], Abb. 5) einer anderen Forschergruppe verglichen werden. Dort wird für  $10 \text{ kHz}$  ein Detektionslimit von  $70 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  und bei  $100 \text{ Hz}$  ein Wert von  $500 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht. Diese Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen in Abbildung 4.20. Es zeigt sich, dass die GMR-Sensoren den Vorteil der großen Empfindlichkeit für hohe Frequenzen ausspielen können und beispielsweise bei  $10 \text{ kHz}$  ein gutes Detektionsniveau von etwa  $70 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreichen können. Allerdings sollte in dem Zusammenhang nicht vernachlässigt werden, dass die Kennlinie des hier präsentierten Sensoren nur bedingt für lineare Messaufgaben geeignet ist.

### 4.3.3 Ergebnis

Die Messergebnisse zeigen im Vergleich zu AMR-Sensoren eine komplexere Rauschcharakteristik, die mit dem anspruchsvollen Sensoraufbau zusammenhängt und eine schwierigere Interpretation der Rauschquellen nach sich zieht. Leider ist es nicht möglich, die frequenzunabhängige bzw.

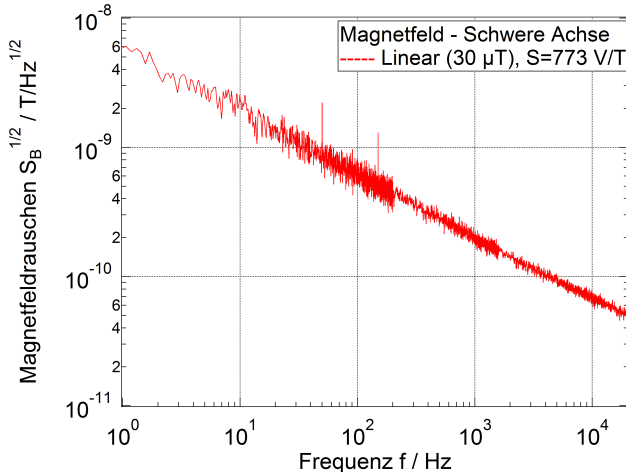


Abbildung 4.20: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des NVE AAH002 GMR-Multischichtsenors.

weiße Rauschcharakteristik zu messen und dementsprechend zu analysieren. Dadurch ist die Analyse und das aufgestellte Rauschmodell auf die frequenzabhängigen Rauschprozesse begrenzt.

Der GF708 von Sensitec ist ein Spin-Ventil Sensor und weist ein starkes  $1/f$ -Rauschen auf, das von mehreren Lorentz-Spektren überlagert ist. Die magnetfeldabhängigen Rauschcharakteristiken zeigen eine leichte Veränderung der Spektren und eine teilweise starke Abhängigkeit der Lorentz-Spektren von der Feldamplitude. Jedoch stellt sich im magnetisch gesättigten Kennlinienbereich keine signifikante Abhängigkeit dar. Aus diesem Grund ist insgesamt eine dominierende elektrische Rauschquelle anzunehmen, die auch in den temperaturabhängigen Rauschmessungen keine ausgeprägte Veränderung zeigt.

Im Vergleich dazu zeigt die Rauschcharakteristik des AAH002 ein klares  $1/f$ -Rauschen. Diese Eigenschaft ist vermutlich auf den Sensoraufbau als Mehrschicht-System zurückzuführen. Der dominierende frequenzabhängige Rauschprozess besitzt eine signifikante Abhängigkeit vom magnetischen Arbeitspunkt. Im magnetisch gesättigten Sensorbereich sinkt das Rauschen und wechselt vermutlich in einen elektrisch dominierenden Rauschprozess.

Allerdings sollte bei der Analyse dieser Sensoren immer beachtet werden, dass die Ergebnisse des Ausgangsrauschens lediglich das Gesamtrauschen aus aktiven und inaktiven Brückenelementen zeigen. Die inaktiven Brückenelemente verändern ihre Rauschcharakteristik bei unterschiedlichen magnetischen Arbeitspunkten nicht und dementsprechend ist die Interpretation der Ausgangscharakteristik schwierig. Die Charakterisierung von

einzelnen GMR-Elementen wäre für die Analyse der Rauschquellen besser geeignet.

Der Vergleich der beiden Sensortypen, Spin-Ventil und Mehrschicht-System, weist trotz des gemeinsamen Ursprungs im GMR-Effekt starke Unterschiede auf. Diese sind in der starken Abhängigkeit der Sensoren vom zugrundeliegenden Schichtaufbau begründet. Insgesamt zeigen die Messergebnisse, dass das Messsystem die Analyse verschiedener GMR-Sensoren erlaubt und ohne tiefere Kenntnisse zum Aufbau der Sensoren im Ansatz ermöglicht.

4.4 TMR-Sensoren

4.4.1 Einleitung

An TMR-Sensoren werden aufgrund der erhöhten Empfindlichkeit und der geringen Leistungsaufnahme sehr hohe Erwartungen von der Industrie gestellt. Aufgrund der komplexen Schichtstruktur und der dünnen Tunnelbarriere ist die Herstellung allerdings im Vergleich zu AMR- und GMR-Sensoren viel schwieriger. Zusätzlich zeigen sich weitere Probleme in der Stabilität, der ESD-Empfindlichkeit und der Streuung der Sensoren. Die wenigen Unternehmen, die TMR-Sensoren herstellen, sind leider häufig nicht bereit, Muster für Messzwecke zur Verfügung zu stellen. Lediglich MultiDimension Technology (MDT) hat zwei kostenlose Muster des TMR9001 für Messungen bereitgestellt. Der TMR2701 wurde in einer geringen Stückzahl erworben.

Die wichtigsten magnetischen und elektrischen Eigenschaften der Sensoren werden in Tabelle 4.3 dargestellt. Weitere Informationen können den Datenblättern [94, 95] entnommen werden.

Typ	TMR2701	TMR9001
Versorgung	5 V	5 V
Brückenwiderstand	80 kΩ	50 kΩ
Empfindlichkeit	150 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$	3750 $\frac{\text{mV/V}}{\text{kA/m}}$
Offset	$\pm 30 \text{ mV/V}$	15 mV/V
Sättigungsfeld	$\pm 3,98 \text{ kA/m}$	$\pm 0,32 \text{ kA/m}$
Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit	-1000 ppm/K	/

Tabelle 4.3: Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen TMR-Sensoren von MDT. Die Daten stammen aus den Datenblättern [94, 95] und sind aus der Einheit Oerstedt in die magnetische Feldstärke A/m umgerechnet worden.

#### 4.4.2 Messergebnisse und Interpretation

Aufgrund der großen Empfindlichkeit der Sensoren wurde der Verstärkungsfaktor der Verstärkerelektronik für die Messungen auf den Faktor 10 reduziert. Dadurch ergeben sich leichte Änderungen im Eingangsspannungsrauschen des Verstärkers [76]. Zusätzlich ist der hohe Offset der Sensoren, der in Verbindung mit der Versorgungsspannung und dem Verstärkungsfaktor eine große Ausgangsspannung erzeugt, ein Problem für den Dynamikbereich des Spektrumanalysators. Aus diesem Grund wurden die Messungen der Rauschspektren mit der integrierten Filteroption „AC-Kopplung“ (Hochpassfilter) des Spektrumanalysators (Kapitel 3.4) durchgeführt.

Weiterhin ist darauf hinzuweisen, dass der vergleichsweise große Ausgangswiderstand der TMR-Sensoren in Kombinationen mit den Eingangskapazitäten die Frequenzbandbreite der Rauschmessung auf etwa 6 kHz begrenzt. Die Problematik wurde bereits in Kapitel 3.6.3 diskutiert.

##### MDT TMR2701

Der TMR2701 von MultiDimension Technology ist ein linearer TMR-Sensor, der für allgemeine Magnetfeldanwendungen entwickelt wurde. Laut Datenblatt [94] besitzt dieser Sensor eine hohe Empfindlichkeit und eine Unterdrückung der Temperaturabhängigkeit. Diese Eigenschaften werden von der Sensorkennlinie, die bei drei verschiedenen Arbeitspunkten der Temperatur gemessen wurde, in Abbildung 4.21 abgebildet.

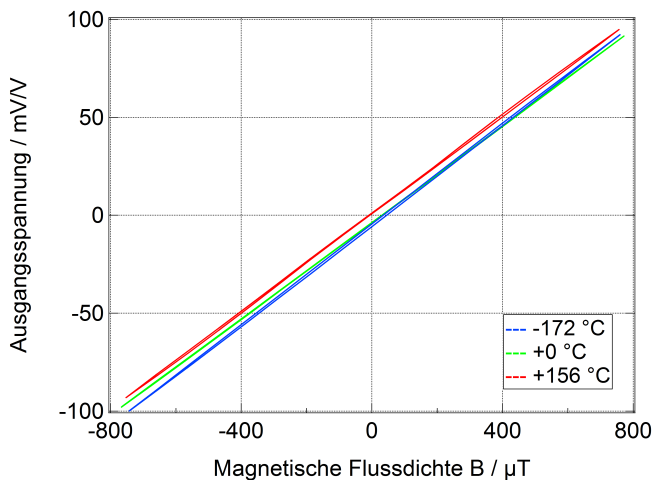


Abbildung 4.21: Magnetfeldabhängige Ausgangscharakteristik des TMR2701 für drei verschiedene Temperaturen.

Die Sensorausgangsspannung des TMR2701 zeigt eine lineare Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte im Bereich von  $\pm 800 \mu\text{T}$ . Dabei wird die große Empfindlichkeit der TMR-Sensoren deutlich, die beim TMR2701 je nach Temperatur einen Wert von etwa  $150 \text{ (mV/V)/(kA/m)}$  aufweist. Im Detail ist den Kennlinien eine sehr geringe und sich ändernde Hysterese des Ausgangssignals überlagert, die vom Arbeitspunkt der magnetischen Flussdichte und der Temperatur beeinflusst wird. Die Empfindlichkeit und der Offset sind zur besseren Visualisierung in Abbildung 4.22 in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt.

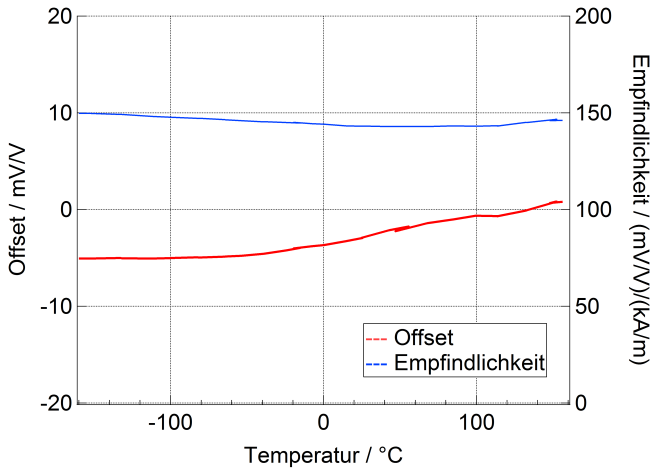


Abbildung 4.22: Sensorempfindlichkeit (blau) und Sensoroffset (rot) des TMR2701 in Abhängigkeit von der Temperatur.

Die in rot dargestellte Kennlinie zeigt die nichtlineare Temperaturabhängigkeit des Offsets. Im Bereich von tiefen Temperaturen ist ein geringer Temperaturkoeffizient zu erkennen. Mit steigender Temperatur erhöht sich der Temperaturkoeffizient. Insgesamt ergibt sich ein Temperaturkoeffizient des Offsets von unter  $0,02 \text{ mV/V/K}$ . Die blaue Kurve zeigt die Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit an. Dieser Verlauf ist ebenfalls nichtlinear. Allerdings zeigt sich interessanterweise ein überaus geringer Temperaturkoeffizient. Die im Datenblatt [94] beworbene Unterdrückung der Temperaturabhängigkeit deckt sich mit den Messergebnissen für Empfindlichkeit und Offset.

Weitere Messungen sollen die Temperaturabhängigkeit des Sensorrauschens untersuchen. Die Analyse der Rauschquellen kann nicht ausgeführt werden, da der Dynamikbereich der Sensoren zu groß ist. Für die Untersuchung der Sensoren in magnetisch unempfindlichen Arbeitspunkten sind mindestens  $5 \text{ mT}$  nötig und übersteigen damit den Dynamikbereich von der Stromquelle in Verbindung mit dem Helmholtz-Spulensystem. Aus



diesem Grund konzentriert sich die Analyse auf die Temperaturabhängigkeit.

Die Rauschspannungsspektren des TMR2701 sind für drei verschiedene Temperaturen im Frequenzbereich von 1 Hz bis 6 kHz in Abbildung 4.23 dargestellt.

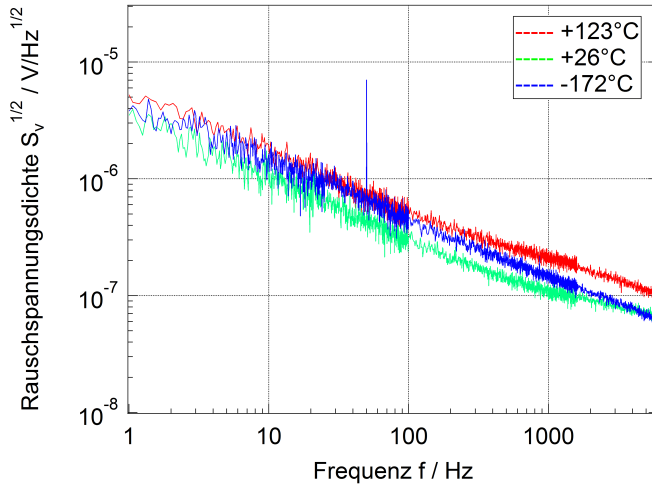


Abbildung 4.23: Spektrale Rauschspannungsdichte des TMR2701 bei drei verschiedenen Temperaturen.

Die gemessenen Spektren verdeutlichen die Problematik der TMR-Sensoren. Das  $1/f$ -Rauschen ist im Vergleich zu AMR-Sensoren viel ausgeprägter und hebt den Vorteil der besseren Sensorempfindlichkeit im Hinblick auf das Detektionslimit wieder auf. Bei den drei Arbeitspunkten der Temperaturen ergibt sich lediglich eine kleine Änderung der Rauschcharakteristik. Dieses Ergebnis passt zur Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit, die nur eine kleine Variation in dem abgebildeten Temperaturbereich besitzt und dementsprechend das magnetische Rauschen nicht signifikant beeinflusst. Interessant ist das überlagerte Lorentz-Spektrum bei etwa 3 kHz (123 °C). Die effektive Frequenz des Lorentz-Spektrums verschiebt sich mit sinkenden Temperaturen zu höheren Frequenzen. Für die Temperatur von  $-172\text{ °C}$  ist das Lorentz-Spektrum im gemessenen Frequenzbereich nicht enthalten. Diese Charakteristik kann in Verbindung mit der Hysterese stehen, die in der Kennlinie (Abb. 4.21) gezeigt ist und eine Temperaturabhängigkeit aufweist.

Das dominierende  $1/f$ -Rauschen führt dazu, dass die weiße Rauschcharakteristik im gemessenen Frequenzbereich nicht darstellbar ist. Wenn das elektrische weiße Rauschen aus Abbildung 2.3 als Referenz verwendet wird, müssen die Sensoren mindestens einen Wert von etwa  $35\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

zeigen. Es ist jedoch zu erwarten, dass das weiße Rauschen aufgrund des Schrotrauschens und des magnetisch weißen Rauschens einen größeren Wert aufweist. Die Messung zeigt lediglich, dass das weiße Rauschniveau bei Raumtemperatur unter  $60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  liegt.

Die Normierung der spektralen Rauschspannungsdichte mit der Sensorempfindlichkeit charakterisiert das Detektionslimit des TMR2701. Diese Charakteristik ist für die drei Temperaturen  $-172^\circ\text{C}$ ,  $26^\circ\text{C}$  und  $123^\circ\text{C}$  in Abbildung 4.24 gezeigt.

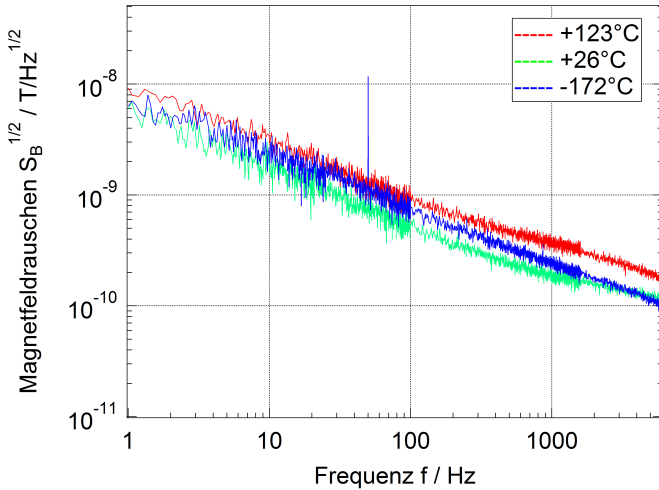


Abbildung 4.24: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des TMR2701 bei drei verschiedenen Temperaturen.

Das Detektionsvermögen ist im Vergleich zum AMR-Sensor (Abb. 4.2) eher enttäuschend. Für eine Frequenz von  $6 \text{ kHz}$  wird ein ähnliches Magnetfeldrauschen im Bereich von etwa  $100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht. Bei  $10 \text{ Hz}$  ist das Rauschen des TMR2701 etwa einen Faktor 10 höher als beim verwendeten AFF755 AMR-Sensor (Abb. 4.7). Der TMR-Sensor kann den Vorteil der deutlichen gestiegenen Sensorempfindlichkeit nicht für eine verbesserte Rauschcharakteristik in diesem Frequenzbereich nutzen. Auch die Temperaturabhängigkeit des Ausgangsrauschens zeigt lediglich kleine Änderungen, was aufgrund des geringen Temperaturkoeffizienten für Sensorempfindlichkeit und Sensorrauschen zu erwarten war.

### MDT TMR9001

Der TMR9001 von MultiDimension Technology [95] ist ein linearer TMR-Sensor, der hinsichtlich des Signal-zu-Rauschverhältnisses optimiert wurde. Dementsprechend ist dieser Sensor für die Charakterisierung des Sensor-

rauschens besonders interessant und ermöglicht eine Einschätzung, in welcher Größenordnung das Detektionslimit der besten kommerziellen TMR-Sensoren zur Zeit liegt.

In Abbildung 4.25 ist die Sensorausgangsspannung in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei drei Temperaturen gezeigt.

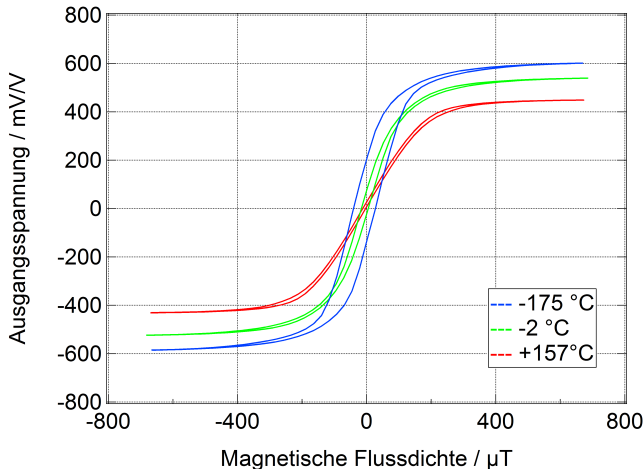


Abbildung 4.25: Ausgangscharakteristik des TMR9001 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei drei verschiedenen Temperaturen.

Im Vergleich mit dem TMR2701 besitzt der TMR9001 einen wesentlich geringeren Messbereich von  $\pm 200 \mu\text{T}$ . Allerdings zeigt sich eine erhöhte Sensorempfindlichkeit von etwa  $20 \text{ kV/T}$  bei  $-2^\circ\text{C}$ . Selbst bei kleinen Feldstärken, wie dem Erdmagnetfeld von etwa  $\pm 50 \mu\text{T}$ , wird bei einer Sensorversorgung von  $5 \text{ V}$  eine Ausgangsspannung von etwa  $800 \text{ mV}$  erreicht. Jedoch geht die hohe Sensorempfindlichkeit mit einem geringen Dynamikbereich einher. Für größere magnetische Feldstärken als  $\pm 200 \mu\text{T}$  befindet sich der Sensor in Sättigung. Im linearen Arbeitsbereich ist eine deutliche Hysterese der Ausgangscharakteristik zu erkennen, die für tiefe Temperaturen besonders ausgeprägt ist und eine starke Temperaturabhängigkeit aufweist. Für hohe Temperaturen ( $157^\circ\text{C}$ ) ist die Hysterese geringer. Auch die Sensorempfindlichkeit zeigt im Vergleich zum TMR2701 eine deutlich größere Temperaturabhängigkeit.

Neben der Kennlinie wurde auch die spektrale Rauschspannungsdichte bei drei Sensortemperaturen gemessen. Die entsprechenden Spektren sind in Abbildung 4.26 für die Temperaturen von  $-173^\circ\text{C}$ ,  $24^\circ\text{C}$  und  $152^\circ\text{C}$  gezeigt. Im Vergleich mit dem TMR2701 ist ein ähnlicher Verlauf zu beobachten. In Abhängigkeit von der Temperatur sind nur kleine Änderungen charakterisierbar. Das  $1/f$ -Rauschen bei Raumtemperatur ist im Vergleich zu den Arbeitspunkten bei  $152^\circ\text{C}$  und  $-173^\circ\text{C}$  erhöht.

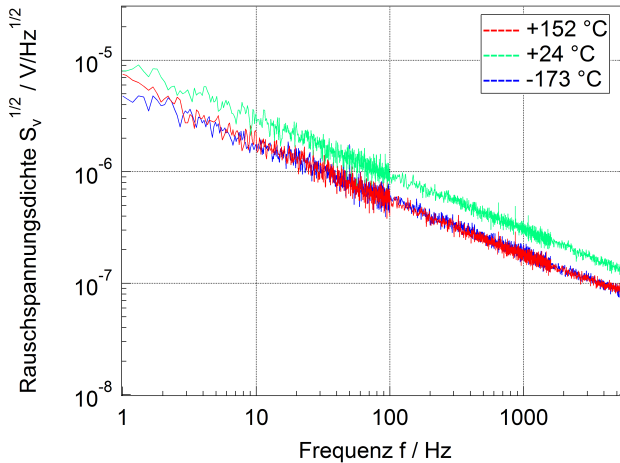


Abbildung 4.26: Spektrale Rauschspannungsdichte des TMR9001 bei drei Temperaturen.

Diese Charakteristik korreliert allerdings nicht mit der Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit. Bei einer dominierenden Rauschquelle mit magnetischem Ursprung wäre zu erwarten, dass das Spektrum mit der Sensorempfindlichkeit korreliert und somit im Arbeitspunkt der hohen Temperatur das niedrigste Sensorrauschen aufweist.

Die weiße Rauschcharakteristik des Sensors kann in dem gemessenen Frequenzbereich nicht ermittelt werden. Das theoretische untere Limit des weißen Rauschen ist durch das elektrische Nyquist-Rauschen (Abb. 2.3) gegeben und für diesen Sensor auf  $28 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  bestimmt.

Die Normierung des Rauschwerte mit der Sensorempfindlichkeit ermöglicht die Berechnung der spektralen Rauschdichte der magnetischen Flussdichte in Abbildung 4.27. Die Spektren sind ebenfalls in den drei Arbeitspunkten der Temperatur aufgetragen. Die große Empfindlichkeit des TMR9001 führt zu einem, für magnetoresistive Sensoren, sehr guten Detektionsniveau. Bei 10 kHz werden Rauschwerte im Bereich von wenigen  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht. Aufgrund der verbesserten Sensorempfindlichkeit bei tiefen Temperaturen werden bei  $-173^\circ\text{C}$  sogar etwa  $4 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bestimmt, die allerdings mit einer starken Hysterese einhergehen (Abb. 4.25). Trotzdem ist dieses Rauschniveau ansonsten nur mit beispielsweise Fluxgate- oder GMI-Sensoren erreichbar, die wiederum deutlich größere Sensorabmessungen aufweisen. Für niedrige Frequenzen von beispielsweise 1 Hz werden noch gute  $200 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  und etwa  $500 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei Raumtemperatur erreicht, was etwa dem Niveau von AMR-Sensoren bei dieser Frequenz entspricht (Abb. 4.2).

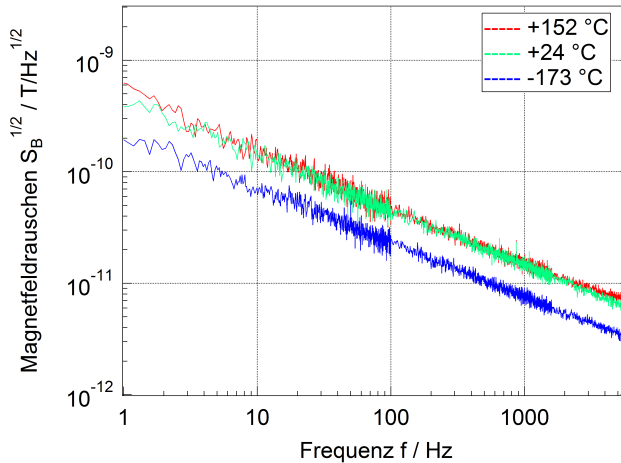


Abbildung 4.27: Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des TMR9001 bei drei verschiedenen Temperaturen.

#### 4.4.3 Ergebnis

In diesem Unterkapitel wurde das Sensorrauschen von zwei kommerziell verfügbaren TMR-Sensoren von MultiDimension Technology untersucht. Dabei wurde die generelle Charakteristik des Rauschens, der Empfindlichkeit, des Offsets, der Hysterese und der Messbandbreite gezeigt. Einige dieser Eigenschaften wurden zusätzlich in Abhängigkeit von der Temperatur untersucht. Dabei zeigten sich einige interessante Eigenschaften, die ein besseres Verständnis der Sensoren ermöglichen können. Der TMR2701 zeigte beispielsweise eine sehr gute Unterdrückung der Temperaturabhängigkeit von weniger als  $-0,1 \text{ \%}/\text{K}$ . Allerdings weist das Detektionslimit im Vergleich zu AMR-Sensoren einen „schlechteren“ Wert von etwa  $800 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei  $100 \text{ Hz}$  auf. Der TMR9001 zeigt ein sehr gutes Detektionslimit von wenigen  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ , allerdings ergeben sich aus der Kennliniencharakteristik gegebenenfalls Einschränkungen, die aus einer starken Hysterese und einem geringen Dynamikbereich von etwa  $\pm 200 \text{ }\mu\text{T}$  entstehen. Die Ergebnisse konnten leider nicht in Abhängigkeit vom Sensoraufbau analysiert werden, weil zu diesem keine Informationen zur Verfügung standen. Daher stellen die Ergebnisse insgesamt die Leistungsfähigkeit des Messsystems in Bezug auf die Analyse und Charakterisierung von TMR-Sensoren dar. Für die TMR-Sensoren ist das starke  $1/f$ -Rauschen hervorzuheben, das mit dem komplexeren Aufbau der Spin-Ventil Schichtstruktur zusammenhängt.

## 4.5 GMI-Sensoren

### 4.5.1 Einleitung

Die Messergebnisse in diesem Kapitel stellen das Potential der am Institut hergestellten GMI-Elemente dar und zeigen an diesen die Leistungsfähigkeit der entwickelten GMI-Messelektronik. Dazu wird zuerst die Herstellung der GMI-Sensoren mit den am Institut zur Verfügung stehenden Technologien dargestellt. Die in der Herstellung vorhandenen Freiheitsgrade der GMI-Elementen werden dabei erörtert und die verwendeten Parameter vorgestellt. Als Geometrie für die GMI-Elemente wurden drahtgebundene Sensoren bzw. magnetische Bänder (engl. ribbon) ausgewählt. Das ist in der einfacheren Handhabung und der Erfahrung des Instituts zur Herstellung von Fluxgate-Sensoren [96, 97] begründet, die in der Herstellung einige Parallelen zu GMI-Sensoren aufweisen. Das anfängliche Ziel bestand in der Herstellung funktionsfähiger GMI-Elemente, die die Auslegung der Elektronik und die generelle Erlangung von Erfahrungen im GMI-Effekt erlauben. Danach stand die Optimierung der Sensoreigenschaften und die Korrelation dieser zu den Herstellungs- und Anregungsparametern im Vordergrund. In der Auswertung werden Kennlinien des On- und Off- Effektes bei verschiedenen Anregungsparametern und offener Regelschleife gezeigt. Der Off-Effekt der GMI-Elemente wird zusätzlich in einer geschlossenen Regelschleife auf die Ausgangscharakteristik und das Ausgangsrauschen untersucht.

### 4.5.2 Herstellung und Aufbau

Der grundsätzliche Aufbau von GMI-Sensoren wurde bereits in Kapitel 2.4 erläutert. Das zentrale Element bildet ein magnetischer Kern. In dieser Arbeit wurde dazu ein magnetisches Band vom Typ Vitrovac von der Vacuumschmelze (VAC) verwendet. Vitrovac ist ein Oberbegriff für verschiedene auf Cobalt basierende Materialarten, die für unterschiedliche Anwendungen optimiert sind. Vitrovac wird mit dem Verfahren der Abschreckkühlung (engl. rapid quenching) als magnetisches Band erzeugt. Der Prozess beschreibt das sehr schnelle Abkühlen der Materialien aus dem verflüssigten Aggregatzustand und ermöglicht dadurch eine amorphe Kristallstruktur, die besondere magnetische Eigenschaften ermöglicht.

Für die GMI-Anwendung wurde Vitrovac 6025 ausgewählt [98]. Diese Materialkombination weist eine amorphe Kristallstruktur auf, besitzt eine sehr geringe Magnetostriktion und erreicht eine maximale Permeabilität von etwa  $\mu_{r,\max} = 500.000$  [5]. Je nach Nachbehandlung des Materials gibt es spezielle magnetische Eigenschaften, die mit Buchstaben, wie Z, F und X, gekennzeichnet sind. Die dominante magnetische Anisotropie wird mittels induzierter Anisotropie eingestellt (Kapitel 2.1.1).

Das eingesetzte Vitrovac-Band (6025X) liegt in einer Breite von 1 mm und einer Dicke von 25  $\mu\text{m}$  vor. Für die Verwendung als GMI-Element wird ein Stück des Bandes mit definierter Länge in ein kleines Kunststoff- oder Keramikrohr gelegt. Um dieses Rohr wird eine Detektionsspule zur induktiven Auskopplung des GMI-Effektes (Off-Effekt) gewickelt, die aus zwei

Einzelspulen besteht und so einen Mittenabgriff ermöglicht. Dieser Aufbau wird auf eine passend strukturierte Leiterplatte geklebt. Die Leiterplatte ist im Abstand der Länge des GMI-Elementes mit kleinen Kupferplatten bestückt. Auf diese erhöhten Kupferstücke wird das Vitrovac-Material gelegt und dort elektrisch niederohmig mit Leitsilber ankontaktiert. Die Kupferplatten ermöglichen eine Anpassung der Höhe und verringern somit die mechanische Belastung des Drahtes und die dadurch entstehenden Querempfindlichkeiten. Zur einfachen Ankontaktierung des Elementes an die Elektronik sind die Adapterplatinen mit SMA-Buchsen bestückt. Die Fotografie in Abbildung 4.28 zeigt ein aufgebautes GMI-Element inklusive Detektionsspule zur Charakterisierung des Off-Effektes.

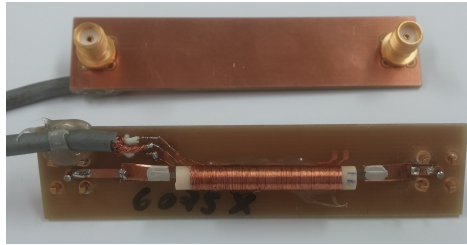


Abbildung 4.28: Fotografie des GMI-Elementes G1. An den Seiten befinden sich die zur Ankontaktierung vorgesehenen SMA-Buchsen. Diese sind niederohmig an den GMI-Kern in der Mitte angebunden. Zur Charakterisierung des Off-Effektes ist eine Detektionsspule auf einem Keramikröhrchen aufgewickelt, die über eine weitere Kabelverbindung an der Oberseite ankontaktiert ist.

Im Rahmen einer Bachelorarbeit [81] wurden verschiedene GMI-Elemente hergestellt. Die Parameter einiger GMI-Elemente sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Parameter	Element G1	Element G2	Element G3
Material (Kern)	6025X	6025X	6025X
Länge Kern	45 mm	45 mm	45 mm
Anzahl Kerne	1	1	1
Wickeltechnik	T2	T1	T2
Spulenkörper	Keramik	Kunststoff	Kunststoff
Windungen	2x240	2x270	2x265

Tabelle 4.4: Herstellungsparameter einer Auswahl am Institut hergestellter GMI-Elemente. Dabei bezeichnet Wickeltechnik T1 nebeneinander angeordnete und T2 ineinander angeordnete Detektionsspulen.

Mit den dargestellten Parametern konnten vergleichsweise gute GMI-Ergebnisse erzielt werden (siehe Kapitel 4.3.2), allerdings steht eine Optimierung der GMI-Parameter noch aus. Fälschlicherweise könnte man annehmen, dass ein deutlich vergrößerter Spulenfaktor den GMI-Effekt bzw. die Empfindlichkeit des Off-Effektes proportional erhöht. Leider beeinflussen die Spulenparameter ebenso direkt die Ausgangsimpedanz der Spule. In Verbindung mit den entstehenden Streukapazitäten stellt sich eine frequenzabhängige Dämpfung ein, die dann gegebenenfalls überwiegt. Zusätzlich wird durch einen erhöhten Spulenfaktor der Einfluss des magnetischen Rauschens des Materials erhöht. Aus diesem Grund müssen die Spulenparameter beim Sensorentwurf in Hinblick auf die frequenzabhängige Charakteristik des GMI-Effektes angepasst werden [4].

### 4.5.3 Messergebnisse und Interpretation

Die Grundlagen zum GMI-Effekt wurden bereits im Kapitel 2.4 erläutert. Dort wurde die typische Ausgangscharakteristik bzw. die Kennlinie in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte vorgestellt. Mit Hilfe der entwickelten GMI-Elektronik (Kapitel 3.10) wurde das GMI-Element G1 (Tabelle 4.4) im On- und Off-Effekt (offene Regelschleife) charakterisiert.

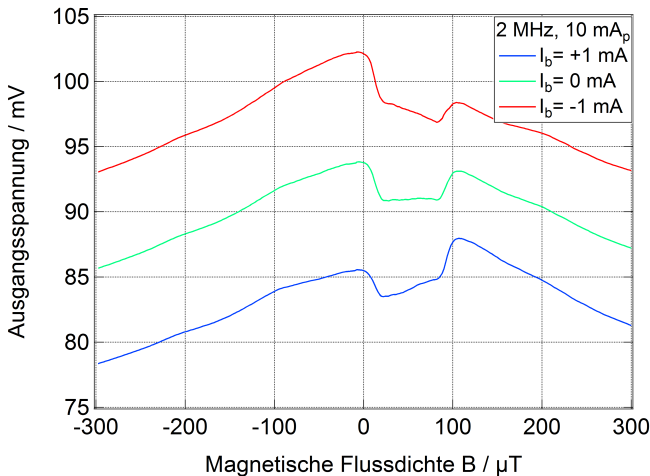


Abbildung 4.29: GMI-Kennlinien (On-Effekt) bei Variation des DC-Anregungsstromes am GMI-Element G1. Die Anregungsfrequenz von 2 MHz und der AC-Anregungsstrom von 10 mA<sub>p</sub> sind konstant.

In der Abbildung 4.29 ist eine beispielhafte Kennlinie des On-Effekt gezeigt. Dazu wurden die Anregungsparameter der GMI-Elektronik zu 2 MHz und 10 mA<sub>p</sub> eingestellt. Der DC-Anregungsstrom wurde während der Messung zwischen  $\pm 10$  mA,  $\pm 8$  mA,  $\pm 6$  mA,  $\pm 4$  mA,  $\pm 2$  mA,  $\pm 1$  mA



und 0 mA variiert. In der Graphik sind aufgrund der anregungsabhängigen Impedanz lediglich die Messergebnisse von  $\pm 1$  mA und 0 mA dargestellt. Die Kurve  $I_b = 0$  mA zeigt die bekannte Doppelspitzenstruktur und besitzt in der Spannungsänderung bei  $15 \mu\text{T}$  eine Sensorempfindlichkeit von etwa  $-200 \text{ V/T}$ . Die Verschiebung um den Nullpunkt ist vermutlich auf die Überlagerung mit dem Erdmagnetfeld zurückzuführen. Die Empfindlichkeitsmessungen wurden nicht innerhalb einer magnetisch abschirmenden Umgebung durchgeführt. Die geringen DC-Anregungsströme von  $\pm 1$  mA verändern den magnetischen Arbeitspunkt und verkippen die Kennlinie je nach Polarität. Im Arbeitspunkt mit der größten Steigung kann trotz der geringen Anregungsamplituden eine Empfindlichkeit von etwa  $260 \text{ V/T}$  erreicht werden.

Im Gegensatz zum On-Effekt besitzt der Off-Effekt eine höhere Empfindlichkeit und wird aus diesem Grund in Hinblick auf ein optimiertes Auflösungsvermögen bevorzugt.

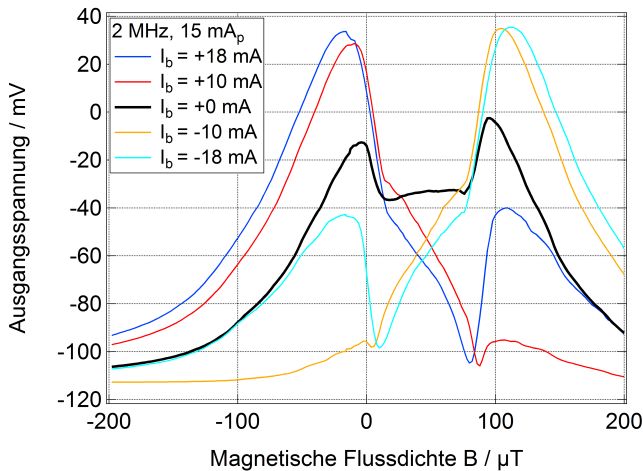


Abbildung 4.30: GMI-Kennlinien (Off-Effekt) bei Variation des DC-Anregungsstromes am GMI-Element G1. Die Anregungsfrequenz von 2 MHz und der AC-Anregungsstrom von  $15 \text{ mA}_p$  sind konstant.

In der Abbildung 4.30 ist die Ausgangsspannung des Off-Effektes in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei verschiedenen DC-Anregungsströmen dargestellt. Die Anregungsfrequenz von 2 MHz und die AC-Anregungsamplitude von  $15 \text{ mA}_p$  wurden in dieser Messung nicht variiert. Für  $I_b = 0$  mA ist die Kennlinie in schwarz dargestellt und zeigt die Doppelspitzenstruktur. Bei  $90 \mu\text{T}$  ist eine Sensorempfindlichkeit von etwa  $2,2 \text{ kV/T}$  vorhanden. Eine Erhöhung des DC-Stromes auf  $I_b = +10$  mA führt zu einer starken Asymmetrie, und eine Charakteristik entsteht, die lediglich ein signifikantes Maximum besitzt. Die Asymmetrie

ist allerdings durch die Stromrichtung  $I_b = -10$  mA umkehrbar und in der Hinsicht symmetrisch. Diese Eigenschaft bleibt für einen DC-Strom von  $I_b = \pm 18$  mA erhalten und führt zu einem weiteren Maximum, das geringer ausgeprägt ist. Der erhöhte DC-Anregungsstrom vergrößert die maximale Sensorempfindlichkeit auf etwa 4,3 kV/T.

Ein Ziel ist die Maximierung des GMI-Effektes bzw. der Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Magnetfeld. Dazu ist die maximale Sensorempfindlichkeit in Abhängigkeit der Anregungsparameter Frequenz, AC- und DC-Anregungsstromes zu bestimmen. In Tabelle 4.5 sind die dafür ausgewählten Werte und dementsprechend der gesamte Parameterraum präsentiert.

Frequenz	AC-Anregungsstrom	DC-Anregungsstrom
0,8 MHz	15 mA <sub>p</sub>	18 mA
1,0 MHz	14 mA <sub>p</sub>	16 mA
1,8 MHz	12 mA <sub>p</sub>	10 mA
2,0 MHz	10 mA <sub>p</sub>	5 mA
3,0 MHz	8 mA <sub>p</sub>	0 mA
4,0 MHz	4 mA <sub>p</sub>	-5 mA
		-10 mA
		-16 mA
		-18 mA

Tabelle 4.5: Die Tabelle zeigt die verschiedenen Anregungsparameter der Frequenz, AC-Amplitude und des DC-Anregungsstromes. Die Anregungsparameter erzeugen einen Parameterraum, der 324 Empfindlichkeitsmessungen am GMI-Element G1 erfordert.

Insgesamt ergibt sich aus der Vielzahl der Anregungsparameter ein Parameterraum, der 324 Empfindlichkeitsmessungen erfordert. Aus diesen Messungen wurde die maximale Sensorempfindlichkeit automatisiert ermittelt. Zur besseren Darstellung des Parameterraumes sind die Werte der maximalen Sensorempfindlichkeit in kV/T in Abhängigkeit von den Anregungsparametern in Konturdiagrammen visualisiert. Für die Frequenzen 800 kHz, 1 MHz, 2 MHz und 4 MHz ist jeweils ein Diagramm in Abbildung 4.31 gezeigt.

Anhand der Messdaten ist eine Korrelation der DC- und AC-Anregungsamplitude auf den GMI-Effekt ersichtlich. Eine Steigerung des hochfrequenten Anregungsstromes führt zu einem vergrößerten GMI-Effekt. Analog verhält es sich mit dem DC-Anregungsstrom. Dabei zeigt die Polarität bzw. Richtung des DC-Stromes keinen signifikanten Einfluss. Insgesamt ist zu schlussfolgern, dass für einen maximalen GMI-Effekt die maximalen Anregungsamplituden für den AC- und DC-Anregungsstrom eingestellt werden sollten. Eine obere Grenze der Anregungsamplituden konnte auf-

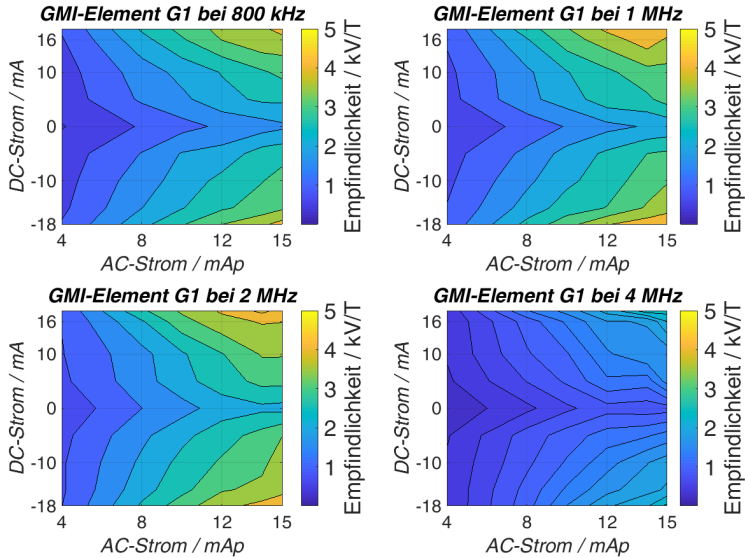


Abbildung 4.31: Es sind vier Konturdiagramme gezeigt, die die maximale Sensorempfindlichkeit in Abhängigkeit der Anregungsparameter Frequenz, AC- und DC-Anregungsstrom am GMI-Element G1 visualisieren. Im jeweiligen Diagramm sind AC- und DC- Anregungsstrom variiert. Die verschiedenen Diagramme wurden bei unterschiedlichen Anregungsfrequenzen aufgenommen. Die maximale Sensorempfindlichkeit ist farblich codiert und in der Einheit kV/T dargestellt.

grund des begrenzten Dynamikbereiches der GMI-Elektronik nicht ermittelt werden. Allerdings ist aufgrund von thermischen Effekten und der möglichen magnetischen Sättigung eine Grenze zu erwarten.

Die Abhängigkeit des GMI-Effektes von der Anregungsfrequenz verhält sich etwas anders und ist stark vom Material und dem Spulendesign bzw. der Ausgangsimpedanz der Off-Spule abhängig. Für die Frequenzanregung existiert eine optimale Frequenz. Anhand der Messdaten ist zu erkennen, dass der GMI-Effekt für 2 MHz die größten Sensorempfindlichkeiten zeigt. Im Gegensatz dazu sind die Sensorempfindlichkeiten für 4 MHz deutlich geringer. Die optimale Anregungsfrequenz befindet sich für das GMI-Element G1 bei etwa 1,6 MHz. Diese Messergebnisse begründen die Wahl der Anregungsparameter der weiteren Messungen zu einer Anregungsfrequenz von 1,6 MHz, einen AC-Anregungsstrom von 15 mA<sub>p</sub> und einen DC-Anregungsstrom von 18 mA.

Für praktische Anwendungen sollten die GMI-Elemente in einer geschlossenen Regelschleife betrieben werden, die das Material in einem festen magnetischen Arbeitspunkt hält und so die Linearität des Ausgangs verbessert. Dazu ist zusätzlich zum Arbeitspunkt der Anregung ein optimaler

magnetischer Arbeitspunkt innerhalb der Kennlinie auszuwählen und einzustellen. Dieser sollte eine breite Charakteristik aufweisen, eine hohe Sensorempfindlichkeit zeigen, möglichst zentral zum magnetischen Nullpunkt liegen und ein geringes magnetisches Rauschen besitzen.

Die nachfolgenden Messungen zeigen das GMI-Element G1 in einer geschlossenen Regelschleife. Der magnetische Arbeitspunkt der Regelung befindet sich bei etwa  $0 \mu\text{T}$ . Zur Regelung des magnetischen Arbeitspunktes wurde eine weitere Spule verwendet, die um das GMI-Element angeordnet ist. Der Strom in der Rückkopplungsspule stellt das Ausgangssignal dar und wird mit Hilfe einer Messelektronik zu einer Ausgangsspannung umgesetzt.

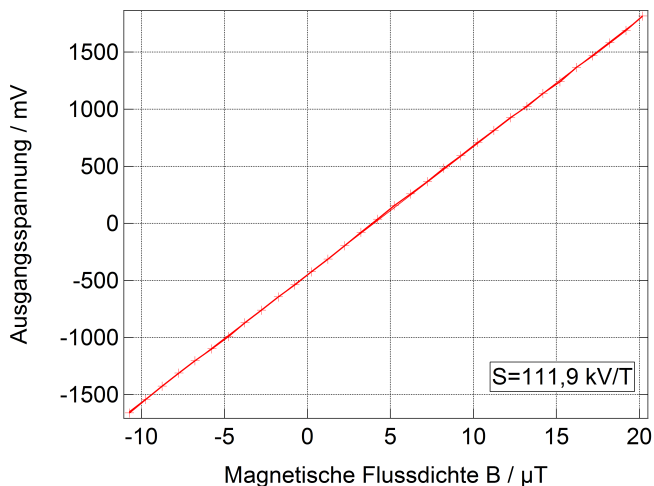


Abbildung 4.32: Die Kennlinie zeigt das lineare Ausgangsverhalten des GMI-Elementes G1 am Ausgang des geschlossenen Regelkreises. Als Anregungsparameter wurden  $1,6 \text{ MHz}$ ,  $15 \text{ mA}_p$  und ein DC-Anregungsstrom von  $18 \text{ mA}$  eingestellt.

In Abbildung 4.32 ist die Kennlinie des Ausgangssignals des geschlossenen Regelkreises dargestellt. Die lineare Ausgangscharakteristik weist eine sehr hohe Sensorempfindlichkeit von  $111,9 \text{ kV/T}$  auf, die allerdings aufgrund der hohen Auflösung der Rückkoppelelektronik nur einen geringen Arbeitsbereich der magnetischen Flussdichte abdeckt. Die stark gestiegene Sensorempfindlichkeit ist auf die Schleifenverstärkung innerhalb des Regelkreises zurückzuführen.

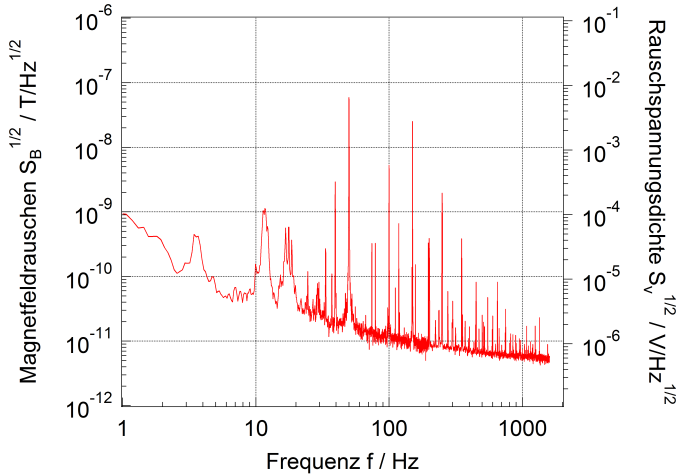


Abbildung 4.33: Das Rauschspektrum visualisiert das Detektionslimit des GMI-Elementes G1 im zugrundeliegenden Arbeitspunkt und in einer geschlossenen Regelschleife. Auf der linken Achse ist das Magnetfeldrauschen aufgetragen und auf der rechten Achse ist die spektrale Rauschspannungsdichte des Regelkreises dargestellt. Die Rauschspannungsdichte ist auf den Ausgang des Regelkreises bezogen und aus diesem Grund nicht um die Verstärkung der Elektronik korrigiert worden.

Das Rauschspektrum des Ausgangs des Regelkreises ist in Abbildung 4.33 dargestellt. Die linke Achse zeigt das Detektionslimit in  $\text{T}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Bei 1 kHz wurde ein Wert von etwa  $6 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  charakterisiert. Aufgrund des ausgeprägten frequenzabhängigen Rauschprozesses steigt das Detektionslimit bei 1 Hz auf etwa  $900 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  an. Diese Werte zeigen im Vergleich mit anderen Forschergruppen, die beispielsweise bei 1 kHz ein Detektionslimit von  $1,7 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  erreichen [4], bereits ein ähnlich gutes Detektionsvermögen.

Die Analyse der Rauschquellen von GMI-Sensoren ist bisher nur eingeschränkt erfolgt. Die weißen Rauschprozesse werden im Allgemeinen der Elektronik zugeschrieben und sind vermutlich auf das hochfrequente Anregungssignal zurückzuführen [4]. Die frequenzabhängigen Rauschprozesse könnten magnetischen oder elektrischen Ursprungs sein und sind weiterhin Gegenstand von Forschungsaktivitäten.

Zusätzlich sind die relativ starken Störungen zu diskutieren, die dem Spektrum überlagert sind. Diese Störampplituden sind der unzureichenden Abschirmung geschuldet. Aufgrund der geringen Kabellänge (Ausgangsimpedanz) konnte das GMI-Element nur oberhalb der offenen Abschirmtonne platziert werden. Dadurch ist die Netzfrequenz von 50 Hz, die dazugehörigen Oberwellen und weitere Störfrequenzen ausgeprägt vertreten.

#### 4.5.4 Ergebnis

Die Messergebnisse zeigen das Potential der entwickelten GMI-Elektronik in Verbindung mit den hergestellten GMI-Elementen. Mit Hilfe der Messelektronik wurde der On- und der Off-Effekt des GMI-Elementes G1 charakterisiert und in Abhängigkeit der Anregungsparameter analysiert. Dadurch konnte ein optimaler Arbeitspunkt der Anregung von 1,6 MHz, 15 mA<sub>p</sub> und 18 mA für den Off-Effekt des GMI-Elementes G1 ermittelt werden, der bei einem Betrieb in geschlossener Regelschleife verwendet wurde. Die Rauschcharakteristik des Ausgangs der geschlossenen Regelschleife zeigt im Vergleich zu anderen Forschungsergebnisse bereits gute Ergebnisse von etwa 6 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei 1 kHz und eine Empfindlichkeit von 111,9 kV/T. Allerdings steht eine Optimierung der GMI-Elemente und eine Analyse der Rauschquellen der GMI-Elektronik noch aus.

# 5

## Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Messsystem entwickelt und charakterisiert, das die Untersuchung und Analyse der Rauschcharakteristiken und intrinsischen Rauschprozesse von magnetoresistiven Sensoren in verschiedenen Arbeitspunkten des Sensors erlaubt. Das Messsystem besteht aus mehreren Untersystemen. Der zu charakterisierende Sensor wird innerhalb eines Temperatursystems platziert, das wiederum in einer magnetischen und elektrischen Abschirmung angeordnet ist. Innerhalb der Abschirmung befindet sich ein 3-Achsen Helmholtz-Spulensystem, das die Erzeugung von sehr rauscharmen Magnetfeldern bis zu  $\pm 1,5 \text{ mT}$  erlaubt. Die Messung der Empfindlichkeits- und Rauschcharakteristik des Sensors kann in Abhängigkeit von der Temperatur, der Versorgung, dem Stützmagnetfeld und dem magnetischen Arbeitspunkt erfolgen. Die Verstärkung des Ausgangssignals wird mit Hilfe einer sehr rauscharmen und an die Brückenwiderstände angepassten Verstärkerstufe realisiert. Dabei ist besonders die Rückführung der Messergebnisse und der dominierenden Rauschprozesse hervorzuheben. Die Rauschmessung stellt grundsätzlich eine Überlagerung aller Rauschquellen dar. Dementsprechend wurde der Einfluss der Rauschquellen, die aus dem Messsystem entstehen, genau analysiert und charakterisiert. Der bestehende Einfluss zeigt sich als gering, reproduzierbar und modellierbar. Dadurch kann das Messergebnis um diesen systematischen Fehler korrigiert werden. Das konnte für die eingesetzte Verstärkerelektronik anhand von Messergebnissen dargestellt werden.

Das vorgestellte und entwickelte Messsystem ermöglicht die weiterführende Analyse der Rauschquellen. Zudem ist die Charakterisierung des intrinsischen Sensorrauschens in verschiedenen Arbeitspunkten des Sensors möglich. Zu diesem Zweck ist besonders das entwickelte Temperatursystem als ein Schwerpunkt des Systems hervorzuheben. Dieses erlaubt die temperaturabhängige Analyse des Sensorrauschens in einem Temperaturbereich von  $\pm 175^\circ\text{C}$ . Dabei zeigt die Charakterisierung des Temperatursystems innerhalb des gesamten Temperaturbereichs keine signifikante

Beeinflussung der Rauschmessung.

Neben der Temperatur kann der Sensor in verschiedenen Arbeitspunkten des Magnetfeldes untersucht werden. Dazu können rauscharme Magnetfelder ( $<100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) mit einem breiten Dynamikbereich von  $\pm 1,5 \text{ mT}$  in der leichten oder der schweren Achse des Sensors erzeugt werden. Die geringen Rauschwerte des angelegten Magnetfeldes erlauben sogar die Rauschmessung in verschiedenen Arbeitspunkten der Sensorkennlinie in der schweren und empfindlichen Achse. Selbst die AMR-Sensoren können trotz des guten und breitbandigen Detektionslimits von etwa  $100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  in der schweren Achse analysiert werden.

Die Analyse der dominierenden Rauschquellen von AMR-Sensoren ist ein enormer Fortschritt für die gesamte MR-Sensorik. Im Vergleich zu GMR- und TMR-Sensoren ist der Aufbau von AMR-Sensoren deutlich einfacher. Dadurch ist dieser Sensortyp besser für die Analyse und Identifikation der Rauschquellen geeignet. Die an diesen Strukturen erlangten Erfahrungen zu den elektrischen und magnetischen Rauschprozessen können auf komplexere Strukturen und Sensortypen, wie GMR- und TMR-Sensoren, angewendet werden. In dieser Arbeit wurde am Beispiel des AFF755 von Sensitec eine Analyse der Rauschquellen durchgeführt. Dazu wurde das Rauschen dieses Sensors in verschiedenen magnetischen Arbeitspunkten und Temperaturen charakterisiert. Das weiße Rauschen der AMR-Sensoren konnte mit Hilfe der temperaturabhängigen Messergebnisse direkt als Nyquist-Rauschen identifiziert werden. Die Analyse des frequenzabhängigen Rauschens ist schwieriger. Jedoch zeigen sich in verschiedenen Arbeitspunkten der Magnetisierung bzw. des magnetischen Arbeitspunktes keine signifikante Beeinflussung der Rauschcharakteristik. Dieses Messergebnis deutet auf eine elektrische Rauschquelle hin. In Verbindung mit den Kenntnissen zum allgemeinen Aufbau von AMR-Sensoren liegt die Vermutung nahe, dass der Materialübergang zwischen der magnetischen Schicht und dem Barber-Pol Material für diesen Rauschprozess ursächlich ist. Als weiterführende Aufgabe sollte das Rauschverhalten von AMR-Sensoren oder AMR-Elementen mit Variationen in der Barber-Pol Struktur untersucht werden, damit diese gesichert als Ursprung des Rauschens identifiziert werden kann und dementsprechend Maßnahmen zur Verbesserung eingeleitet werden können. Zusätzlich bietet die Stabilität von AMR-Sensoren unter extremen Bedingungen viel Potential für die Forschung. Die Messergebnisse haben gezeigt, dass die Stabilität der Sensoren bei extremen Temperaturen und in Abhängigkeit magnetischer Anisotropiebeiträge mit dem System analysiert werden kann und viele Fragestellungen eröffnet, deren Beantwortung gegebenenfalls neue Anwendungen ermöglichen.

Bei GMR- und TMR-Sensoren würde eine Reduzierung der frequenzabhängigen Rauschquellen neue Anwendungen erlauben. Die charakterisierten GMR- und TMR-Sensoren zeigen im gemessenen Frequenzbereich lediglich eine  $1/f$ -Rauschcharakteristik, was in den starken frequenzabhängigen Rauschprozessen begründet ist. Aus diesem Grund konnte die Ursache des weißen Rauschens nicht untersucht werden. Die arbeitspunktabhängigen Messungen zeigten allerdings im Vergleich zu AMR-Sensoren kompliziertere Abhängigkeiten und schwer zu interpretierende Wechsel-



wirkungen. Diese Tatsache ist vermutlich auf den komplexeren Aufbau der Sensoren zurückzuführen. Zusätzlich muss erwähnt werden, dass die Sensoren als Brückenschaltung ausgeführt sind und eine Untersuchung des magnetischen Arbeitspunktes jeweils nur für die aktiven Sensorelemente möglich war. Das Ausgangsrauschen zeigt sich dagegen aber als Überlagerung der aktiven und inaktiven Sensorelemente. Für die weiterführenden Untersuchungen sollte das Rauschen an reduzierten und vereinfachten Sensorstrukturen und Einzelementen der GMR- und TMR-Sensoren analysiert werden. Die dabei erlangten Erfahrungen können auf kompliziertere Schichtstrukturen angewendet werden und eine schrittweise Annäherung an die komplexen Messergebnisse ermöglichen.

Die Analyse der GMI-Elemente ist unabhängig von den MR-Sensoren zu betrachten. Mit der entwickelten GMI-Elektronik und den selbst hergestellten GMI-Elementen konnten bereits sehr gute Sensorwerte und Rauschcharakteristiken erreicht werden. Die Rauschwerte des Off-Effektes des GMI-Elementes G1 in Regelschleife (etwa  $6 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei  $1 \text{ kHz}$ ) weisen fast das Niveau der besten veröffentlichten Ergebnisse auf. Für die weiterführende Untersuchung wurde mit der Analyse der Abhängigkeit der maximalen Sensorempfindlichkeit von den Anregungsparametern bereits begonnen. Diese Art der systematischen Analyse muss für die Magnetisierungsdynamik, die Rauschquellen und die GMI-Elemente weiter fortgesetzt werden.

Insgesamt haben die Messergebnisse der MR-Sensoren gezeigt, dass eine Einbindung der Sensorherstellung für die Zukunft sinnvoll ist, um das Potential des entwickelten Messsystems zu nutzen. In Verbindung mit einer Variation der Herstellungsparameter und des Sensoraufbaus können große Erfolge in der Analyse der Rauschquellen möglich sein. Dies könnte am besten in einer Kooperation mit einem Sensorhersteller oder einem Institut, das schon viele Jahre MR-Sensoren produziert, erfolgen. Das entwickelte Messsystem lässt momentan für die MR-Sensoren keine wichtigen Messfunktionen vermissen, lediglich die Messung des weißen Rauschen ist für GMR- und TMR-Sensoren eingeschränkt. Aus diesem Grund wäre es für zukünftige Sensoranalysen empfehlenswert, das Spulensystem und die Sensoraufnahme ohne die Temperaturfunktion zu duplizieren. Dieses System könnte in Hinblick auf eine möglichst geringe Kabelkapazität optimiert werden und die Charakterisierung des Sensorrauschen von GMR- und TMR-Sensoren bei Raumtemperatur bis zu einer höheren Grenzfrequenz erlauben und somit eventuell die Abbildung des weißen Rauschbereiches der GMR- und TMR-Sensoren ermöglichen.



# Abbildungsverzeichnis

2.1	Darstellung exemplarischer Magnetisierungskurven weich- und hartmagnetischer Materialien. Aus Übersichtsgründen sind die charakteristischen Punkte $\pm H_C$ an der hartmagnetischen Kurve und die Punkte $\pm M_R$ und $\pm M_S$ an der weichmagnetischen Kurve angegeben. . . . .	12
2.2	Doppellogarithmische Darstellung der Charakteristik der spektralen Rauschspannungsdichte, die als Überlagerung von frequenzabhängigen und frequenzunabhängigen Rauschprozessen gezeigt ist. . . . .	16
2.3	Berechnung der spektralen Rauschspannungsdichte als Funktion des ohmschen Widerstandes und der Temperatur nach Gleichung 2.16. . . . .	17
2.4	Doppellogarithmische Darstellung eines Lorentz-Spektrums, das bei MR-Sensoren von Random-Telegraph Rauschprozessen erzeugt wird. . . . .	21
2.5	Schematische Darstellung des einfachen AMR-Elementes in Streifengeometrie. . . . .	25
2.6	Theoretische Darstellung der Magnetisierung des AMR-Streifens in magnetisch „leichter“ (a) und „schwerer“ (b) Achse. . . . .	25
2.7	Widerstandscharakteristik eines AMR-Elementes in Starkfeld- (a) und Schwachfeld-Betrieb (b). . . . .	26
2.8	Schematischer Aufbau (a) und Ausgangscharakteristik (b) eines AMR-Elementes mit Barber-Pol Struktur. Die möglichen Magnetisierungsrichtungen in der leichten Achse sind mit $\pm \vec{M}$ in der Kennlinie gekennzeichnet. . . . .	27
2.9	Schematischer Aufbau (a) und theoretische Ausgangscharakteristik (b) einer Vollbrücke mit AMR-Elementen. Die möglichen Magnetisierungsrichtungen in der leichten Achse sind mit $\pm \vec{M}$ gekennzeichnet. . . . .	29
2.10	Schematische AMR-Kennlinie inklusive der für die Rauschanalyse interessanten Arbeitspunkte (rote Kreise) in der schweren magnetischen Achse. . . . .	31
2.11	GMR-Element als Multischichtstapel mit antiferromagnetischer Kopplung (a) und die Zwischenschichtkopplung in Abhängigkeit von der Schichtdicke (b). . . . .	33

2.12	Kennlinie eines GMR-Elementes in Multischicht-Struktur und die Visualisierung der entsprechenden Ausrichtungen der Magnetisierungen. Im Nullfeld sind die Schichten antiferromagnetisch gekoppelt. Bei hohen Feldstärken sind diese über die Zeeman-Energie parallel zum Feld ausgerichtet, der Widerstand ist minimal. . . . .	34
2.13	Schematische Darstellung des einfachen TMR-Schichtstapels. Eine dünne isolierende Schicht befindet sich zwischen zwei ferromagnetischen Schichten. . . . .	35
2.14	Darstellung der Bandstruktur zur Erklärung der Spinpolarisation und des Tunnelstromes in Abhängigkeit von den Ausrichtungen der Magnetisierung. Die Austauschwechselwirkung führt zur spinabhängigen Zustandsdichte an der Fermi-Energie. Bei einer parallelen Ausrichtung der Magnetisierung kommt es anschaulich zu einer Übereinstimmung von der Anzahl der besetzten und der freien Zustände an der Fermi-Energie. Dadurch entsteht ein größerer Stromfluss, der von Majoritätsladungsträger dominiert ist, als bei einer antiparallelen Ausrichtung der Magnetisierung. . . . .	35
2.15	Theoretische Darstellung der einfachen Spin-Ventil Struktur. Die Fixierung der unteren Magnetisierung kann mit Hilfe verschiedener Techniken ausgeführt werden. In der Abbildung ist dazu die Verwendung eines Antiferromagneten dargestellt. . .	36
2.16	Schematische Kennlinie einer magnetisch optimierten Spin-Ventil Struktur und die zugehörige Ausrichtung der magnetischen Schichten in den jeweiligen Feldbereichen. . . . .	38
2.17	Typischer Aufbau einer Messbrücke für Sensoren aus aktiven und abgeschirmten Spin-Ventil Elementen (a) und die daraus entstehende Ausgangskennlinie der Brücke (b). . . . .	39
2.18	Schematische Darstellung des Messaufbaus und der Ansteuerung eines GMI-Elementes. Zur Anregung wird das GMI-Element mit einem konstanten Strom gespeist. . . . .	41
2.19	Schematische Darstellung der Kennliniencharakteristik des GMI-Effektes. Je nach Frequenzbereich und Materialeigenschaften bilden sich verschiedene Charakteristiken aus, die auf die Magnetisierungsdynamik und die magnetische Anisotropie zurückzuführen sind. . . . .	43
2.20	Beim On-Effekt (a) ist das GMI-Element elektrisch leitfähig an die Auswerteelektronik angekoppelt, während beim Off-Effekt (b) eine induktive Auskopplung mit einer Detektionsspule erfolgt. . . . .	44
2.21	Messaufbau der GMI-Elektronik als Blockschaltbild. Die Rückkopplung erlaubt eine magnetische Arbeitspunktregelung (geschlossene Regelschleife). . . . .	45
3.1	Schematischer Messaufbau des Gesamtsystems. Der zu charakterisierende Sensor befindet sich innerhalb der Temperatorkammer, dem Spulensystem und der Abschirmtonne. Die Ansteuerung des Sensors und der Charakterisierungssysteme wird vom Messplatz ausgeführt. . . . .	48

3.2	Fotografie des Messplatzes zur Ansteuerung des Sensors und der verschiedenen Charakterisierungssysteme. Der modulare Aufbau ermöglicht die Ausführung in verschiedene Untersysteme (Messkarten), die über BNC-Buchsen verbunden werden können. Zusätzlich befindet sich auf der Rückseite eine Busplatine und rechts eine USB-Schnittstelle zur automatisierten Steuerung der Systeme. . . . .	49
3.3	Fotografien der verwendeten Abschirmtonne. In (a) ist die offene Abschirmtonne dargestellt. Dabei sind die verschiedenen Lagen und das enthaltene Charakterisierungssystem erkennbar. In (b) ist die geschlossene Abschirmung gezeigt. Der Fokus liegt auf der Anschlussbox, die die Anschlüsse zur Kontaktierung der Systeme und des Sensors ermöglicht. . . . .	50
3.4	Simulation einer möglichen Spulenordnung und der daraus entstehenden Charakteristik des Magnetfeldes mit der Software COMSOL Multiphysics®. . . . .	51
3.5	Fotografien des Helmholtz-Spulensystems. Die x- und y-Achse (a) sind um das Dewargefäß angeordnet. Die z-Achse ist zur besseren Visualisierung in (b) dargestellt und direkt an dem Dewargefäß angebracht. . . . .	52
3.6	Der Betrag der Impedanzen der Helmholtz-Spulen über Frequenz.	53
3.7	Fotografie des Spektrum-Analysators (Agilent 35670A) in der Vorderansicht. Das Messgerät kann manuell oder automatisiert eingesetzt werden und ermöglicht die Aufzeichnung der Rauschspektren. . . . .	54
3.8	Die Messung stellt die intrinsische Rauschcharakteristik des Spektrum-Analysators in Abhängigkeit von verschiedenen Eingangsempfindlichkeiten dar. Zur Messung wurde der Eingang mit $50\Omega$ abgeschlossen und der äußere Schirm mit Masse-Potential verbunden. . . . .	55
3.9	Blockschaltbild des Aufbaus der Magnetfeldkarte zur Empfindlichkeitsmessung. . . . .	58
3.10	Schematischer Aufbau des Sensors, der Kabelführung und der Verstärkerelektronik zur besseren Visualisierung des Aufbaus der empfindlichen Eingangsstufe. . . . .	60
3.11	Die gemessene Rauschspannungsdichte im weißen Frequenzbereich (Gesamtrauschen) setzt sich aus verschiedenen Quellen zusammen und ist in Rot dargestellt. Das weiße Rauschen der Sensoren (Nyquist-Rauschen) in blau ist das geforderte Messsignal. Dieses überlagert sich mit den Rauschquellen des Verstärkers (Verstärkungsfaktor von 100), die in grün dargestellt sind. Die theoretische Berechnung dieser verschiedenen Beiträge ist im Diagramm in Abhängigkeit vom Brückenwiderstand in $\Omega$ aufgetragen. . . . .	63

3.12	Die Berechnung zeigt die verschiedenen Rauschquellen in Abhängigkeit von der Frequenz für einen Brückenwiderstand von $2,4\text{ k}\Omega$ und $15\text{ k}\Omega$ . Die Quellen überlagern sich zur Gesamtrauschspannungsdichte am Eingang. Für kleine Brückenwiderstände ist das Rauschen, das aus dem Stromrauschen entsteht, deutlich kleiner als das Spannungsrauschen. Gleichzeitig zeigt das auf den Eingang bezogene Gesamtrauschen der $15\text{ k}\Omega$ Widerstandsbrücke lediglich eine sehr kleine Abweichung vom theoretischen Nyquist-Rauschen. . . . .	64
3.13	Die Fotografie zeigt zwei Brücken aus ohmschen Widerständen (a und b) und zwei AMR-Sensoren (c und d) in unterschiedlichen Umsetzungen. Alle Sensoren bzw. Messbrücken sind auf die für das Messsystem erforderlichen Stecker aufgebracht. . .	65
3.14	Die Messung zeigt die spektrale Rauschspannungsdichte für verschiedene Widerstandsbrücken in Abhängigkeit von der Frequenz. Das Messergebnis ist mit den intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers überlagert. Die eingeschränkte Bandbreite für große Brückenwiderstände resultiert aus dem Tiefpass, der sich in Verbindung mit den Eingangskapazitäten bildet. . . .	66
3.15	Das blaue Spektrum zeigt die Messung der spektralen Rauschspannungsdichte einer $2,4\text{ k}\Omega$ Widerstandsbrücke. Diese Messung sollte mit der theoretischen Berechnung des Gesamtrauschens in der Farbe türkis übereinstimmen. Die Charakteristik beinhaltet das Nyquist-Rauschen in schwarz und die intrinsischen Rauschquellen der eingesetzten Verstärkerelektronik. Die um die intrinsischen Rauschquellen des Verstärkers korrigierte Messung ist in rot dargestellt. . . . .	67
3.16	Der schematische Aufbau visualisiert die Eingangs- und Kabelkapazitäten, die in Verbindung mit den Brückenwiderständen für das Tiefpassverhalten verantwortlich sind. . . . .	68
3.17	Die realisierte Sensoraufnahme (a) und die Anbindung an den zentralen Kupferzylinder (b) als CAD-Modell. . . . .	71
3.18	Der Aufbau des Temperatursystems als schematische Zeichnung. Das Spulensystem ist um das obere Dewargefäß angeordnet. Der Sensor befindet sich an der Spitze des Kupferzylinders und im Mittelpunkt des Spulensystems. . . . .	72
3.19	Fotografien des realisierten Temperatursystem ohne (a) und mit (b) Dewargefäß als isolierende Abdeckung. . . . .	73
3.20	Messung der spektralen Rauschspannungsdichte einer $10\text{ k}\Omega$ Widerstandsbrücke bei verschiedenen Temperaturen. Es ist keine signifikante Störung des Rauschspektrums durch das Temperatursystem sichtbar. . . . .	74
3.21	Blockschaltbild der Stromquelle zur Ansteuerung des Helmholtz-Spulensystems. . . . .	77
3.22	Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung für die einstellbaren Dynamikbereiche. Für diese Messung wurde die Y-Spule (Kapitel 3.3) als Last verwendet. . . . .	78

3.23	Das Stromrauschen wurde bei unterschiedlichen Ausgangsströmen charakterisiert. Dabei sind die Ströme 100 mA und 400 mA mit einem Spannungs- zu Stromfaktor von 50 mV/V und der Strom von 854 mA mit einem Faktor von 100 mV/V erzeugt worden. Dadurch ergeben sich leicht unterschiedliche Rauschcharakteristiken. Ab etwa 30 kHz steigt das Rauschen aufgrund der Frequenzbandbreite des Regelkreises. Als Last diente jeweils die Y-Spule. Unter Zuhilfenahme des Spulenfaktors von der Y-Spule konnte das Rauschen des Magnetfeldes (rechte Achse) aus dem Stromrauschen errechnet werden. . .	79
3.24	Die Fotografie zeigt das entwickelte AMR-Magnetometer mit den zwei Handsonden zur Messung der magnetischen Feldstärke.	81
3.25	Schematischer Aufbau der GMI-Stromquelle. . . . .	82
3.26	Die Elektronik ist mit dem dazugehörigen Signalverlauf gezeigt. Die hochfrequente Eingangsspannung $U_1$ wird mit Hilfe des Einweggleichrichters gleichgerichtet. Eine nachfolgende Filterstufe entfernt die dargestellten Signalschwankungen im Signal $U_2$ . . . . .	84
3.27	Blockschaltbild der GMI-Elektronik in Regelschleife. . . . .	86
3.28	Die gemessene spektrale Rauschspannungsdichte auf der linken Achse zeigt das Ausgangsrauschen der Strommessung von etwa $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ im weißen Frequenzbereich. Die theoretische Nachweisgrenze des zurückgekoppelten Magnetfeldes ist auf der rechten Achse aufgetragen. . . . .	87
3.29	Benutzeroberfläche des LabVIEW-Programms zur Charakterisierung der GMI-Elemente in Abhängigkeit von den Anregungsparametern. . . . .	90
4.1	Das Ishikawa-Diagramm stellt eine Übersicht über die auf das Magnetfeldrauschen als Messergebnis einflussnehmenden Parameter dar. . . . .	96
4.2	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte kommerziell verfügbarer linearer AMR-Sensoren. Die Empfindlichkeiten sind in der Legende neben den Bezeichnungen aufgeführt. In der $1/f$ -Rauschcharakteristik sind starke Unterschiede zwischen den Sensoren zu erkennen. . . . .	100
4.3	Ausgangscharakteristik (blau) eines AFF755 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte. In rot ist die Ableitung als Empfindlichkeit dargestellt. Im Bereich der Anisotropiefeldstärke verringert sich die Empfindlichkeit deutlich. . . . .	101
4.4	Die Sensorempfindlichkeit und der Offset eines AFF755 sind in Abhängigkeit der Temperatur dargestellt. . . . .	102
4.5	Spektrale Rauschspannungsdichte eines AFF755 AMR-Sensors von Sensitec bei Raumtemperatur. . . . .	103
4.6	Die spektrale Rauschspannungsdichte ist bei drei verschiedenen Temperaturen gezeigt. Zusätzlich ist das Rauschen einer $2,4 \text{ k}\Omega$ Widerstandsbrücke dargestellt, die das intrinsische Verstärkerrauschen zum Vergleich abbildet. . . . .	104

4.7	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte bei drei Temperaturen. Die Umrechnung erfolgte mit der temperaturabhängigen Empfindlichkeitsmessung (Abb. 4.4).	105
4.8	Spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei verschiedenen magnetischen Flussdichten in der schweren Achse. Eine signifikante Beeinflussung des Rauschspektrums ist nicht festzustellen.	106
4.9	Die Empfindlichkeitscharakteristik aus Abbildung 4.3 ist um die Rauschwerte in den Arbeitspunkten der Empfindlichkeit bei verschiedenen Frequenzen ergänzt.	106
4.10	Spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei unterschiedlichen magnetischen Flussdichten in der leichten Achse des Sensors. Dadurch werden die magnetischen Anisotropieenergien des Sensors beeinflusst und es lassen sich Informationen zur Stabilität des AMR-Sensors gewinnen.	108
4.11	Die spektrale Rauschspannungsdichte des AFF755 bei verschiedenen Sensorversorgungsströmen.	109
4.12	Bestimmte Frequenzwerte von 90 Hz, 340 Hz, 820 Hz und 45 kHz der spektralen Rauschspannungsdichte des AFF755 in Abhängigkeit des Sensorversorgungsstromes.	110
4.13	Die Sensorausgangsspannung in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei drei verschiedenen Temperaturen zeigt eine typische Spin-Ventil Charakteristik.	113
4.14	Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 von Sensitec in zwei verschiedenen Arbeitspunkten (Abb. 4.13).	114
4.15	Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 bei verschiedenen magnetischen Flussdichten in der schweren Achse. Dadurch werden die Rauschmessungen in verschiedenen Arbeitspunkten der Kennlinie (Abb. 4.13) durchgeführt.	115
4.16	Spektrale Rauschspannungsdichte des GF708 bei den Temperaturen $-175^{\circ}\text{C}$ , $24^{\circ}\text{C}$ und $154^{\circ}\text{C}$ .	117
4.17	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des GF708 bei drei verschiedenen Temperaturen. Zur Umrechnung wurde die Empfindlichkeit im jeweiligen Nullpunkt verwendet (Abb. 4.13).	117
4.18	Ausgangscharakteristik des NVE AAH002 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte. Die Kennlinie zeigt ein für die Multischicht-Struktur typisches nichtlineares Ausgangsverhalten und wurde mit ab- und aufsteigendem Magnetfeld charakterisiert. Im Hintergrund ist die Ableitung bzw. die Empfindlichkeit der Charakteristik als verblasste Kennlinie gezeigt.	118
4.19	Spektrale Rauschspannungsdichte des NVE AAH002 GMR Multischichtsensoren in verschiedenen Arbeitspunkten der Kennlinie (Abbildung 4.18).	119
4.20	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des NVE AAH002 GMR-Multischichtsensoren.	121
4.21	Magnetfeldabhängige Ausgangscharakteristik des TMR2701 für drei verschiedene Temperaturen.	123



4.22	Sensorempfindlichkeit (blau) und Sensoroffset (rot) des TMR 2701 in Abhängigkeit von der Temperatur. . . . .	124
4.23	Spektrale Rauschspannungsdichte des TMR2701 bei drei verschiedenen Temperaturen. . . . .	125
4.24	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des TMR 2701 bei drei verschiedenen Temperaturen. . . . .	126
4.25	Ausgangscharakteristik des TMR9001 in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte bei drei verschiedenen Temperaturen. . . . .	127
4.26	Spektrale Rauschspannungsdichte des TMR9001 bei drei Temperaturen. . . . .	128
4.27	Spektrale Rauschdichte der magnetischen Flussdichte des TMR 9001 bei drei verschiedenen Temperaturen. . . . .	129
4.28	Fotografie des GMI-Elementes G1. An den Seiten befinden sich die zur Ankontaktierung vorgesehenen SMA-Buchsen. Diese sind niederohmig an den GMI-Kern in der Mitte angebunden. Zur Charakterisierung des Off-Effektes ist eine Detektionsspule auf einem Keramikröhrchen aufgewickelt, die über eine weitere Kabelverbindung an der Oberseite ankontaktiert ist. . . . .	131
4.29	GMI-Kennlinien (On-Effekt) bei Variation des DC-Anregungsstromes am GMI-Element G1. Die Anregungsfrequenz von 2 MHz und der AC-Anregungsstrom von 10 mA <sub>p</sub> sind konstant. . . . .	132
4.30	GMI-Kennlinien (Off-Effekt) bei Variation des DC-Anregungsstromes am GMI-Element G1. Die Anregungsfrequenz von 2 MHz und der AC-Anregungsstrom von 15 mA <sub>p</sub> sind konstant. . . . .	133
4.31	Es sind vier Konturdiagramme gezeigt, die die maximale Sensorempfindlichkeit in Abhängigkeit der Anregungsparameter Frequenz, AC- und DC-Anregungsstrom am GMI-Element G1 visualisieren. Im jeweiligen Diagramm sind AC- und DC- Anregungsstrom variiert. Die verschiedenen Diagramme wurden bei unterschiedlichen Anregungsfrequenzen aufgenommen. Die maximale Sensorempfindlichkeit ist farblich codiert und in der Einheit kV/T dargestellt. . . . .	135
4.32	Die Kennlinie zeigt das lineare Ausgangsverhalten des GMI-Elementes G1 am Ausgang des geschlossenen Regelkreises. Als Anregungsparameter wurden 1,6 MHz, 15 mA <sub>p</sub> und ein DC-Anregungsstrom von 18 mA eingestellt. . . . .	136
4.33	Das Rauschspektrum visualisiert das Detektionslimit des GMI-Elementes G1 im zugrundeliegenden Arbeitspunkt und in einer geschlossenen Regelschleife. Auf der linken Achse ist das Magnetfeldrauschen aufgetragen und auf der rechten Achse ist die spektrale Rauschspannungsdichte des Regelkreises dargestellt. Die Rauschspannungsdichte ist auf den Ausgang des Regelkreises bezogen und aus diesem Grund nicht um die Verstärkung der Elektronik korrigiert worden. . . . .	137



# Tabellenverzeichnis

3.1	Spulenparameter des 3-Achsen Helmholtz-Spulensystems. . .	53
3.2	Standardwerte der gemessenen Frequenzintervalle. . . . .	56
3.3	Standardeinstellungen des Spektrum-Analysators für die Rauschmessungen. . . . .	56
4.1	Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen AMR-Sensoren. Die Daten stammen aus den Datenblättern und sind aus der Einheit Oerstedt in die Einheit A/m umgerechnet worden. Für den KMZ51 von NXP konnte kein Datenblatt gefunden werden. Einige Distributoren verweisen auf das Datenblatt des Philips KMZ51. Die mit dem * gekennzeichneten Werte stammen dementsprechend aus dem Datenblatt des KMZ51 von Philips. Die Unterschiede in den Temperaturkoeffizienten sind zum Teil auf unterschiedliche Referenztemperaturbereiche der Hersteller zurückzuführen. . . . .	99
4.2	Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen GMR-Sensoren von Sensitec GmbH und NVE Corporation. Die Daten wurden den Datenblättern [87, 88] entnommen und sind aus der Einheit Oerstedt in die Einheit A/m umgerechnet worden. . . . .	112
4.3	Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen und elektrischen Spezifikationen der gemessenen TMR-Sensoren von MDT. Die Daten stammen aus den Datenblättern [94, 95] und sind aus der Einheit Oerstedt in die magnetische Feldstärke A/m umgerechnet worden. . . . .	122
4.4	Herstellungsparameter einer Auswahl am Institut hergestellter GMI-Elemente. Dabei bezeichnet Wickeltechnik T1 nebeneinander angeordnete und T2 ineinander angeordnete Detektionsspulen. . . . .	131
4.5	Die Tabelle zeigt die verschiedenen Anregungsparameter der Frequenz, AC-Amplitude und des DC-Anregungsstromes. Die Anregungsparameter erzeugen einen Parameterraum, der 324 Empfindlichkeitsmessungen am GMI-Element G1 erfordert. .	134



# Literatur

1. Stutzke, N. A., Russek, S. E., Pappas, D. P. & Tondra, M. Low-frequency noise measurements on commercial magnetoresistive magnetic field sensors. *Journal of Applied Physics* **97**, 10Q107 (2005) (siehe S. 3, 15, 23, 40, 76, 118, 120).
2. Hampel, B., Liu, B., Nording, F., Ostermann, J., Struszewski, P., Langfahl-Klabes, J., Bieler, M., Bosse, H., Güttler, B., Lemmens, P., Schilling, M. & Tutsch, R. Approach to determine measurement uncertainty in complex nanosystems with multiparametric dependencies and multivariate output quantities. *Measurement Science and Technology* **29**, 035003 (2018) (siehe S. 4, 95, 97).
3. Melo, L. G. C., Ménard, D., Yelon, A., Ding, L., Saez, S. & Dolabdjian, C. Optimization of the magnetic noise and sensitivity of giant magnetoimpedance sensors. *Journal of Applied Physics* **103**, 033903 (2008) (siehe S. 4, 87).
4. Dufay, B., Saez, S., Dolabdjian, C. P., Yelon, A. & Menard, D. Characterization of an Optimized Off-Diagonal GMI-Based Magnetometer. *IEEE Sensors Journal* **13**, 379–388 (2013) (siehe S. 4, 45, 82, 84–85, 87, 132, 137).
5. Hilzinger, R. & Rodewald, W. *Magnetic materials: Fundamentals, products, properties, applications* (Publicis Publ., Erlangen, 2013) (siehe S. 7–11, 130).
6. Krishnan, K. M. *Fundamentals and applications of magnetic materials* First edition (Oxford University Press, Oxford, 2016) (siehe S. 8).
7. Cullity, B. D. & Graham, C. D. *Introduction to magnetic materials* Second edition (Wiley IEEE Press, Hoboken, New Jersey und Piscataway, NJ, 2009) (siehe S. 9).
8. *Physik* Bachelor-Edition, 2. überarbeitete Auflage (Hrsg. Halliday, D., Resnick, R., Walker, J. & Koch, S. W.) (Wiley-VCH Verlag, Weinheim, 2013) (siehe S. 9).
9. Thomas, L. K., Schilling, W., Scherz, U., Salbeck, J., Luger, P., Löhneysen, H. v., Ibach, H., Hillmer, H., Hillebrands, B., Giesen, M., Blügel, S. & Fumagalli, P. *Festkörper* (Walter de Gruyter Inc, Berlin, 2005) (siehe S. 9–11, 24, 32–33, 37).
10. Blundell, S. *Magnetism in condensed matter* Reprint (Oxford Univ. Press, Oxford, 2014) (siehe S. 9, 24, 27).

11. Stoner, E. C. & Wohlfarth, E. P. A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* **240**, 599–642 (1948) (siehe S. 12).
12. Tannous, C. & Gieraltowski, J. The Stoner–Wohlfarth model of ferromagnetism. *European Journal of Physics* **29**, 475–487 (2008) (siehe S. 12).
13. *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft* 2., völlig neu bearb. Aufl. (Hrsg. Tränkler, H.-R. & Reindl, L. M.) (Springer Vieweg, Berlin, 2014) (siehe S. 13).
14. Ripka, P. *Magnetic sensors and magnetometers* (Artech House, Boston, Mass., 2001) (siehe S. 13, 27–28, 32–33, 41, 49, 51).
15. Seifart, M. *Analoge Schaltungen* 4., stark bearb. Aufl. (Verl. Technik, Berlin, 1994) (siehe S. 14–15, 60, 76).
16. *Analog circuits* (Hrsg. Pease, R. A.) (Newnes/Elsevier, Amsterdam und Boston, 2008) (siehe S. 14, 65, 76).
17. Montrose, M. I. *EMC and the printed circuit board: Design, theory, and layout made simple* (Wiley-Interscience, New York u. a., 1999) (siehe S. 14).
18. Reig, C., Cardoso, S. & Mukhopadhyay, S. C. *Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors* (Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2013) (siehe S. 14, 18–19, 21, 39).
19. Kiencke, U. & Eger, R. *Messtechnik: Systemtheorie für Elektrotechniker* 7., [korr.] Aufl. (Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2008) (siehe S. 14).
20. Lei, Z. Q., Li, G. J., Egelhoff, W. F., Lai, P. T. & Pong, P. W. T. Review of Noise Sources in Magnetic Tunnel Junction Sensors. *IEEE Transactions on Magnetics* **47**, 602–612 (2011) (siehe S. 16, 18–21, 97).
21. Nyquist, H. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors. *Physical Review* **32**, 110–113 (1928) (siehe S. 16–17).
22. Johnson, J. B. Thermal Agitation of Electricity in Conductors. *Physical Review* **32**, 97–109 (1928) (siehe S. 16).
23. Ott, H. W. *Noise reduction techniques in electronic systems* (Wiley, New York, 1976) (siehe S. 16, 19, 21, 50).
24. Schottky, W. Ueber spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern. *Annalen der Physik* **362**, 541–567 (1918) (siehe S. 18).
25. Blanter, Y. & Büttiker, M. Shot noise in mesoscopic conductors. *Physics Reports* **336**, 1–166 (2000) (siehe S. 18).
26. Milotti, E. *1/f noise: A pedagogical review* 2001 (siehe S. 19).
27. Dutta, P. & Horn, P. M. Low-frequency fluctuations in solids: 1f noise. *Reviews of Modern Physics* **53**, 497–516 (1981) (siehe S. 19).

28. Egelhoff, W. F., Pong, P., Unguris, J., McMichael, R. D., Nowak, E. R., Edelstein, A. S., Burnette, J. E. & Fischer, G. A. Critical challenges for picoTesla magnetic-tunnel-junction sensors. *Sensors and Actuators A: Physical* **155**, 217–225 (2009) (siehe S. 19, 22).
29. Hooge, F. N.  $1/f$  noise is no surface effect. *Physics Letters A* **29**, 139–140 (1969) (siehe S. 19).
30. Hooge, F. N.  $1/f$  noise. *Physica B* **83**, 14–23 (1976) (siehe S. 19).
31. Lee & Stone. Universal conductance fluctuations in metals. *Physical review letters* **55**, 1622–1625 (1985) (siehe S. 20).
32. Ghosh & Raychaudhuri. Universal conductance fluctuations in three dimensional metallic single crystals of Si. *Physical review letters* **84**, 4681–4684 (2000) (siehe S. 20).
33. Raychaudhuri, A. K. Measurement of  $1/f$  noise and its application in materials science. *Current Opinion in Solid State and Materials Science* **6**, 67–85 (2002) (siehe S. 20).
34. Boll, R. & Overshott, K. J. *Sensors: Magnetic Sensors* (Wiley-VCH, Hoboken, 2008) (siehe S. 20, 24–28).
35. Hooge, F. N. & Bobbert, P. A. On the correlation function of  $1/f$  noise. *Physica B: Condensed Matter* **239**, 223–230 (1997) (siehe S. 21, 97).
36. Thomson, W. On the Electro-Dynamic Qualities of Metals: Effects of Magnetization on the Electric Conductivity of Nickel and of Iron. *Proceedings of the Royal Society of London* **8**, 546–550 (1856) (siehe S. 23).
37. Tumański, S. *Thin film magnetoresistive sensors* (Institute of Physics Publishing, Bristol, UK und Philadelphia, PA, 2001) (siehe S. 24, 27, 29, 33, 35, 37–38).
38. Grünberg, P. DE3820475 C1 (1989) (siehe S. 32).
39. Baibich, Broto, Fert, van Nguyen, D. F., Petroff, Etienne, Creuzet, Friederich & Chazelas. Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices. *Physical review letters* **61**, 2472–2475 (1988) (siehe S. 32).
40. Ruderman, M. A. & Kittel, C. Indirect Exchange Coupling of Nuclear Magnetic Moments by Conduction Electrons. *Physical Review* **96**, 99–102 (1954) (siehe S. 32).
41. Oppen, G., Lüders, K. & Busch, M. *Quantenphysik - Atomare Teilchen und Festkörper* 2. Aufl. (De Gruyter, Berlin, Boston, 2015) (siehe S. 33–34).
42. Julliere, M. Tunneling between ferromagnetic films. *Physics Letters A* **54**, 225–226 (1975) (siehe S. 34, 36).
43. Miyazaki, T. & Tezuka, N. Giant magnetic tunneling effect in Fe/Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>/Fe junction. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **139**, L231–L234 (1995) (siehe S. 34).

44. Ikeda, S., Hayakawa, J., Ashizawa, Y., Lee, Y. M., Miura, K., Hasegawa, H., Tsunoda, M., Matsukura, F. & Ohno, H. Tunnel magnetoresistance of 604% at 300K by suppression of Ta diffusion in CoFeB-MgO-CoFeB pseudo-spin-valves annealed at high temperature. *Applied Physics Letters* **93**, 082508 (2008) (siehe S. 34).
45. Parkin, S. S. P., Kaiser, C., Panchula, A., Rice, P. M., Hughes, B., Samant, M. & Yang, S.-H. Giant tunnelling magnetoresistance at room temperature with MgO (100) tunnel barriers. *Nature materials* **3**, 862–867 (2004) (siehe S. 34).
46. Yuasa, S. Giant Tunneling Magnetoresistance in MgO-Based Magnetic Tunnel Junctions. *Journal of the Physical Society of Japan* **77**, 031001 (2008) (siehe S. 36).
47. Lenz, J. & Edelstein, S. Magnetic sensors and their applications. *IEEE Sensors Journal* **6**, 631–649 (2006) (siehe S. 36).
48. Dieny, B. Giant magnetoresistance in spin-valve multilayers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **136**, 335–359 (1994) (siehe S. 36).
49. Freitas, P. P., Ferreira, R., Cardoso, S. & Cardoso, F. Magnetoresistive sensors. *Journal of Physics: Condensed Matter* **19**, 165221 (2007) (siehe S. 37).
50. Zhu, J.-G. & Zheng, Y.-F. Characteristics of AP bias in spin valve memory elements. *IEEE Transactions on Magnetism* **34**, 1063–1065 (1998) (siehe S. 37).
51. Freitas, P., Silva, F., Oliveira, N., Melo, L., Costa, L. & Almeida, N. Spin valve sensors. *Sensors and Actuators A: Physical* **81**, 2–8 (2000) (siehe S. 38).
52. Zhao, J., Hu, J., Tian, W., Hu, J. & Pan, M. Designs of Novel Magnetic Flux Guides for Three-Axis Magnetic Sensor. *IEEE Transactions on Magnetism* **51**, 1–6 (2015) (siehe S. 38).
53. Almeida, J. M., Wisniewski, P. & Freitas, P. P. Low-Frequency Noise in MgO Magnetic Tunnel Junctions: Hooge’s Parameter Dependence on Bias Voltage. *IEEE Transactions on Magnetism* **44**, 2569–2572 (2008) (siehe S. 39).
54. Panina, L. V. & Mohri, K. Magneto-impedance effect in amorphous wires. *Applied Physics Letters* **65**, 1189–1191 (1994) (siehe S. 40).
55. Beach, R. S. & Berkowitz, A. E. Giant magnetic field dependent impedance of amorphous FeCoSiB wire. *Applied Physics Letters* **64**, 3652–3654 (1994) (siehe S. 40).
56. Kraus, L. GMI modeling and material optimization. *Sensors and Actuators A: Physical* **106**, 187–194 (2003) (siehe S. 40, 42).
57. Panina, L. V., Mohri, K., Uchiyama, T., Noda, M. & Bushida, K. Giant magneto-impedance in Co-rich amorphous wires and films. *IEEE Transactions on Magnetism* **31**, 1249–1260 (1995) (siehe S. 40).



58. Phan, M.-H. & Peng, H.-X. Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications. *Progress in Materials Science* **53**, 323–420 (2008) (siehe S. 40, 42–44).
59. Ripka, P. & Janosek, M. Advances in Magnetic Field Sensors. *IEEE Sensors Journal* **10**, 1108–1116 (2010) (siehe S. 40, 85).
60. Tannous, C. & Gieraltowski, J. Giant magneto-impedance and its applications. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics* **15**, 125–133 (2004) (siehe S. 41, 43).
61. Küpfmüller, K., Mathis, W. & Reibiger, A. *Theoretische Elektrotechnik* (Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2008) (siehe S. 42).
62. Ménard, D. & Yelon, A. Theory of longitudinal magnetoimpedance in wires. *Journal of Applied Physics* **88**, 379–393 (2000) (siehe S. 42).
63. Makhnovskiy, D. P., Panina, L. V. & Mapps, D. J. Field-dependent surface impedance tensor in amorphous wires with two types of magnetic anisotropy: Helical and circumferential. *Physical Review B* **63**, 141 (2001) (siehe S. 44).
64. Sandacci, S., Makhnovskiy, D., Panina, L., Mohri, K. & Honkura, Y. Off-Diagonal Impedance in Amorphous Wires and Its Application to Linear Magnetic Sensors. *IEEE Transactions on Magnetics* **40**, 3505–3511 (2004) (siehe S. 45).
65. Dufay, B., Saez, S., Dolabdjian, C., Yelon, A. & Menard, D. Development of a High Sensitivity Giant Magneto-Impedance Magnetometer: Comparison With a Commercial Flux-Gate. *IEEE Transactions on Magnetics* **49**, 85–88 (2013) (siehe S. 45).
66. Nording, F., Weber, S., Ludwig, F. & Schilling, M. Measurement system for temperature dependent noise characterization of magnetoresistive sensors. *The Review of scientific instruments* **88**, 035006 (2017) (siehe S. 47, 97).
67. Nording, F. *Messelektronik zur Rauschcharakterisierung von AMR-Sensoren im Automotive-Temperaturbereich* Masterarbeit (Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, 2013) (siehe S. 47, 57, 70, 88, 91).
68. National Instruments. *LabVIEW* (siehe S. 48, 88).
69. *Praktische Physik* 24., neubearb. und erw. Aufl. (Hrsg. Kohlrausch, F., Ahlers, H. & Kose, V.) (Teubner, Stuttgart, 1996) (siehe S. 49).
70. Schwab, A. J. & Kürner, W. *Elektromagnetische Verträglichkeit* 6., bearb. und aktual. Aufl. (Springer, Berlin, 2011) (siehe S. 49–50).
71. Gonschorek, K.-H. *EMV für Geräteentwickler und Systemintegratoren* (Springer, Berlin, 2005) (siehe S. 50).
72. Bronaugh, E. L. *Helmholtz coils for calibration of probes and sensors: Limits of magnetic field accuracy and uniformity in Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility* (IEEE, 1995), 72–76 (siehe S. 51).

73. Keysight (Agilent) Technologies. *Datenblatt 35670A Dynamic Signal Analyzer* (Hrsg. Keysight Technologies) 2017 (siehe S. 55).
74. Analog Devices. *Datenblatt AD8429: www.analog.com* (Hrsg. Analog Devices) 2017 (siehe S. 58, 63, 77).
75. Tietze, U. & Schenk, C. *Halbleiter-Schaltungstechnik* 10. Aufl. (Springer, Berlin, 1993) (siehe S. 61).
76. Analog Devices. *Datenblatt AD8421: www.analog.com* (Hrsg. Analog Devices) 2017 (siehe S. 61, 64, 83, 112, 123).
77. Sensitec GmbH. *Datenblatt AFF755: www.sensitec.com* (Hrsg. Sensitec GmbH) 2017 (siehe S. 72, 101).
78. Bischel, W. *Offsetunterdrücktes AMR-Magnetometer mit 100 kHz Frequenzbandbreite* Masterarbeit (Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, 2017) (siehe S. 80).
79. Nording, F., Bischel, W., Ludwig, F. & Schilling, M. Offsetunterdrücktes AMR-Magnetometer mit 100 kHz Frequenzbandbreite. *tm - Technisches Messen* **84** (2017) (siehe S. 81).
80. Ding, L., Saez, S., Dolabdjian, C., Melo, L. G. C., Yelon, A. & Menard, D. Equivalent Magnetic Noise Limit of Low-Cost GMI Magnetometer. *IEEE Sensors Journal* **9**, 159–168 (2009) (siehe S. 82, 87).
81. Hanisch, D. *Messsystem zur Charakterisierung des GMI-Effektes* Bachelorarbeit (Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, 2016) (siehe S. 82, 131).
82. Traore, P. S., Asfour, A. & Yonnet, J.-P. Off-Diagonal GMI Sensors With a Software-Defined Radio Detector: Implementation and Performance. *IEEE Transactions on Magnetics* **53**, 1–7 (2017) (siehe S. 83).
83. Asfour, A., Zidi, M. & Yonnet, J.-P. High frequency amplitude detector for GMI magnetic sensors. *Sensors (Basel, Switzerland)* **14**, 24502–24522 (2014) (siehe S. 84).
84. Lutz, H. & Wendt, W. *Taschenbuch der Regelungstechnik: Mit MATLAB und Simulink* 7., erg. Aufl. (Deutsch, Frankfurt am Main, 2007) (siehe S. 86).
85. Ishikawa, K. *Guide to quality control* 2nd edition (Quality Resources, 1986) (siehe S. 96).
86. (Hrsg. Sensitec GmbH) *10. Symposium Magnetoresistive Sensoren - Wetzlar: New Principles For High Resolution AMR Magnetic Field Sensors* (2009) (siehe S. 107).
87. Sensitec GmbH. *Datenblatt GF708: www.sensitec.com* (Hrsg. Sensitec GmbH) 2017 (siehe S. 112–113).
88. NVE Corporation. *Datenblatt AAH002: www.nve.com* (Hrsg. NVE Corporation) 2017 (siehe S. 112, 118).

89. Péter, L., Rolik, Z., Kiss, L. F., Tóth, J., Weihnacht, V., Schneider, C. M. & Bakonyi, I. Temperature dependence of giant magnetoresistance and magnetic properties in electrodeposited Co-Cu-Cu multilayers: The role of superparamagnetic regions. *Physical Review B* **73**, 473 (2006) (siehe S. 113).
90. Bakonyi, I. & Péter, L. Electrodeposited multilayer films with giant magnetoresistance (GMR): Progress and problems. *Progress in Materials Science* **55**, 107–245 (2010) (siehe S. 113).
91. Bass, J. CPP magnetoresistance of magnetic multilayers: A critical review. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **408**, 244–320 (2016) (siehe S. 113).
92. Liu, X., Mazumdar, D., Shen, W., Schrag, B. D. & Xiao, G. Thermal stability of magnetic tunneling junctions with MgO barriers for high temperature spintronics. *Applied Physics Letters* **89**, 023504 (2006) (siehe S. 113).
93. Edelstein, A. S., Burnette, J., Fischer, G. A., Cheng, S. F., Egelhoff, W. F., Pong, P. W. T., McMichael, R. D. & Nowak, E. R. Advances in magnetometry through miniaturization. *Journal of Vacuum Science & Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films* **26**, 757–762 (2008) (siehe S. 118).
94. MultiDimension Technology. *Datenblatt TMR2701: www.dowaytech.com/en/* (Hrsg. MultiDimension Technology) 2017 (siehe S. 122–124).
95. MultiDimension Technology. *Datenblatt TMR9001: www.dowaytech.com/en/* (Hrsg. MultiDimension Technology) 2017 (siehe S. 122, 126).
96. Hinnrichs, C., Stahl, J., Kuchenbrandt, K. & Schilling, M. Dependence of sensitivity and noise of fluxgate sensors on racetrack geometry. *IEEE Transactions on Magnetics* **37**, 1983–1985 (2001) (siehe S. 130).
97. Piel, R., Ludwig, F. & Schilling, M. Noise Optimization of Racetrack Fluxgate Sensors. *Sensor Letters* **7**, 317–321 (2009) (siehe S. 130).
98. Gieraltowski, J., Fessant, A., Valenzuela, R. & Tannous, C. Giant magnetoeimpedance in Vitrovac® amorphous ribbons over [0.3–400 MHz] frequency range. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **276**, 1873–1874 (2004) (siehe S. 130).



# Eigene Veröffentlichungen und Publikationen

- B. Hampel, B. Liu, F. Nording, J. Ostermann, P. Struszewski, J. Langfahl-Klabes, M. Bieler, H. Bosse, B. Guttler, P. Lemmens, M. Schilling, R. Tutsch, *Approach to determine measurement uncertainty in complex nanosystems with multiparametric dependencies and multivariate output quantities*, Meas. Sci. Technol. **29**, 035003, (2018)
- F. Nording, S. Weber, F. Ludwig, M. Schilling, *Measurement system for temperature dependent noise characterization of magnetoresistive sensors*, Rev. Sci. Instrum. **88**, 035006, (2017)
- F. Nording, N. Boy, F. Ludwig, M. Schilling, *Messaufbau zur Charakterisierung von magnetischen Sensormaterialien*, Technisches Messen **84**, S. 174-180 (2017)
- F. Nording, W. Bischel, F. Ludwig, M. Schilling, *Offsetunterdrücktes AMR-Magnetometer mit 100 kHz Frequenzbandbreite*, Technisches Messen **84**, S. 102-105 (2017)
- F. Nording, F. Ludwig, M. Schilling, *Temperature Dependence of AMR and GMR Sensor Properties*, 14th Symposium on Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems - Sensitec GmbH, S. 85-92 (2017)
- F. Nording, N. Boy, F. Ludwig, M. Schilling, *Magnetisierungsmessaufbau zur magnetischen Charakterisierung dünner Permalloyschichten*, XXX. Messtechnisches Symposium des AHMT e.V., Stefan Zimmermann (Hrsg.), S. 159-166, (2016)

## Auszeichnungen

- Best poster award (14 Juli 2016), 11th European Magnetic Sensors and Actuators Conference (EMSA) 13. - 15. Juli 2016 in Turin "Temperature dependence of sensitivity, offset voltage and noise of TMR sensors"
- Waltzer-Kertz Studienpreis-2014 "Messelektronik zur Rauschcharakterisierung von AMR-Sensoren im Automotive-Temperaturbereich", Technische Universität Braunschweig



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Zeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik an der Technischen Universität Braunschweig entstanden. Zum Ende möchte ich mich bei allen bedanken, die mich während der Erstellung der Arbeit unterstützt haben.

- Prof. Dr. rer. nat. Meinhard Schilling für die Stelle am Institut, das interessante und anspruchsvolle Forschungsthema, das Vertrauen, die Betreuung und die Hinweise zur Bewältigung von Problemen.
- PD Dr. rer. nat. Hans Werner Schumacher (PTB) für die Treffen, die dabei entstandenen Diskussionen, die angebotene Hilfe und die Mitberichterstattung.
- Prof. Dr. rer. nat. Frank Ludwig für die Unterstützung, die fachlichen Diskussionen, die ständige Verfügbarkeit, die Hilfe bei den Veröffentlichungen und die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.
- Dipl. -Phys. Sebastian Weber für die Treffen, die wertvollen Diskussionen und die daraus hervorgegangenen Hilfestellungen.
- Dr. rer. nat. Michael Martens und Kerstin Franke für die Hilfe und Unterstützung bei der Technologie.
- Hilke Remmer für das schöne Arbeitsklima im Büro und die netten Gespräche.
- Ralf Behme, Georg Dornig, Tanja Coenen und Gabriela Kurbach für die technische und organisatorische Unterstützung.
- Dem NanoMet- und IGSM-Team für die nette Betreuung in den Graduiertenschulen.
- Jan Pförtner, Hartmut Müller und Harald Schmidt aus der Institutswerkstatt für die Umsetzung meiner Ideen zum Temperatur- und Spulensystem.
- Allen Mitarbeitern des Instituts für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik für die gute Atmosphäre, den freundschaftlichen Umgang, die netten Gespräche und die Unterstützung.

- Den Studenten Xiaofei Guo, Niklas Boy, Markus Thomas Neef, Nils Schröder, Waldemar Bischel und Dominik Hanisch, die mir durch die von mir betreuten Abschlussarbeiten bei der Erstellung der vorliegenden Arbeit geholfen haben.
- Dem Unternehmen Sensitec GmbH für die zur Verfügung gestellten Mustersensoren, die Einladung zum Vortrag beim MR-Symposium und die gute Zusammenarbeit.
- Den Unternehmen MultiDimension Technology und TE-Connectivity für die zur Verfügung gestellten Mustersensoren.
- Meinen Eltern, Elisabeth und Johannes Nording, für die Unterstützung während des Studiums, der Zeit am Institut und dafür, dass Sie immer für mich da sind und mir helfen, die Probleme meines Lebens zu meistern.